

СПбГУТ)))

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

12TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCED INFOTELECOMMUNICATIONS ICAIT 2023
Международная научно-техническая и научно-методическая конференция
«Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании»



АПИНО
ICAIT



2023

**СБОРНИК
НАУЧНЫХ СТАТЕЙ**

APINO.SPBGUT.RU



ГЕНЕРАЛЬНЫЙ ПАРТНЕР



Компания «Т8»
t8.ru

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ПАРТНЕРЫ



ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА



Научный журнал
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
ijitt.ru

УДК 001:061.3(082)
ББК 72 А43

Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. С. И. Макаренко; сост. В. С. Елагин, Е. А. Аникевич. СПб. : СПбГУТ, 2023. Т. 3. 915 с.

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

Председатель

Киричек Р. В., доктор технических наук, доцент, ректор СПбГУТ (Россия)

Заместитель председателя

Макаренко С. И., доктор технических наук, доцент, проректор по научной работе СПбГУТ (Россия)

Ответственный секретарь

Елагин В. С., кандидат технических наук, доцент, директор научно-исследовательского института технологий связи СПбГУТ (Россия)

Члены программного комитета

Yevgeni Koucheryavy, professor, Ph. D., Senior member IEEE, Department of Electronics and Communication Engineering Tampere University of Technology (Finland)

Tina Tsou, Liaison rapporteur Huawei Technologies, editor positions in ITU-T, IETF and ETSI, Huawei (China)

Ahmed A. Abd El-Latif, Ph. D., Prince Sultan University, head of "MEGANETLAB 6G", SPbSUT (Saudi Arabia)

Hyeong Ho Lee, Ph. D. in Electrical Engineering, Vice President of IEEK (Institute of Electronics Engineers of Korea), ETRI (Korea)

Сеилов Ш. Ж., доктор технических наук, президент Казахской Академии Инфокоммуникации (Казахстан)

Кирик Д. И., кандидат технических наук, доцент, декан факультета радиотехнологий связи СПбГУТ

Окунева Д. В., кандидат технических наук, декан факультета инфокоммуникационных сетей и систем СПбГУТ

Зикратов И. А., доктор технических наук, профессор, декан факультета информационных систем и технологий СПбГУТ

Владыко А. Г., кандидат технических наук, доцент, декан факультета фундаментальной подготовки СПбГУТ

Сотников А. Д., доктор технических наук, доцент, декан факультета цифровой экономики, управления и бизнес-информатики СПбГУТ

Шутман Д. В., кандидат политических наук, доцент, декан гуманитарного факультета СПбГУТ

Гириш В. А., полковник, начальник военного учебного центра СПбГУТ

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ СПбГУТ, Россия

Председатель

Ивасишин С. И., директор департамента организации и качества образовательной деятельности

Сопредседатель

Алексеев И. А., кандидат педагогических наук, начальник управления по воспитательной и социальной работе

Ответственный секретарь

Аникевич Е. А., кандидат технических наук, начальник отдела организации научно-исследовательской работы и интеллектуальной собственности

Члены организационного комитета

Чистова Н. А., директор финансово-правового департамента

Аверченков В. И., заместитель директора департамента организации и качества образовательной деятельности

Нестеров А. А., начальник управления организации научной работы и подготовки научных кадров

Казачков Д. Б., начальник управления информатизации – заместитель проректора по информатизации

Григорян Г. Т., начальник управления маркетинга и рекламы

Зыкова Н. В., начальник управления информационно-образовательных ресурсов

Карташова Н. И., помощник ректора

В научных статьях участников конференции исследуются состояние и перспективы развития мирового и отечественного уровня ИТ и телекоммуникаций. Предлагаются методы и модели совершенствования научно-методического обеспечения отрасли связи и массовых коммуникаций.

Предназначено научным работникам, аспирантам и студентам старших курсов телекоммуникационных и политехнических вузов, инженерно-техническому персоналу и специалистам отрасли связи.

Научное издание

Литературное редактирование,

корректур Е. А. Аникевич

Оформление Г. И. Юрьев

Верстка Е. М. Аникевич

Подписано в печать 14.07.2023.

Вышло в свет 31.07.2023. Формат 60×90 1/8.

Уст. печ. л. 57,19. Заказ № 097-ИТТ-2023.

пр. Большевиков, д. 22, корп. 1.

Россия, Санкт-Петербург, 193232

СОДЕРЖАНИЕ

Радиотехнологии связи	5	Radio Technology Communication
Теоретические основы радиоэлектроники и систем связи	548	Theoretical Foundations of Radio Electronics and Communication Systems
Сети связи специального назначения	715	Special-Purpose Communication Networks
Аннотации	837	Annotations
Авторы статей	880	Authors of Articles
Авторский указатель	912	The Author's Index

РАДИОТЕХНОЛОГИИ СВЯЗИ

УДК 537.533

ГРНТИ 47.29.29, 47.09.48

СРАВНЕНИЕ МЕТОДИК ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ВАХ НАНОСТРУКТУРИРОВАННОГО ПОЛЕВОГО КАТОДА С УЧЁТОМ ШУМОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ

**К. А. Абрамов¹, А. Г. Колосько^{1,2},
Е. О. Попов², С. В. Филиппов²**

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук

Проведён анализ и сравнение методик обработки вольт-амперных характеристик полевых катодов. Сравнение выполнено на примере обработки данных наноструктурированного эмиттера из углеродных нанотрубок. Обработка основана на применении полулогарифмических координат Фаулера-Нордгейма с применением основного уравнения полевой эмиссии в приближении Елинсона-Шредника. Получены эффективные параметры катода – коэффициент усиления поля и площадь эмиссии. Методики отличаются способом выбора участка вольт-амперной характеристики и способом устранения влияния шумовых флуктуаций при относительно стабильном уровне тока.

полевая эмиссия, углеродные нанотрубки, полевой катод большой площади, координаты Фаулера-Нордгейма, коэффициент усиления поля, площадь эмиссии.

Наноструктурированные полевые катоды (т. н. катоды большой площади) являются перспективным элементом для современной вакуумной электроники [1]. Регистрация и анализ вольт-амперных характеристик (ВАХ) важны для получения информации об эмиссионных свойствах катода. Сопоставление зарегистрированных ВАХ с теоретическими представлениями о полевой эмиссии позволяет вычислить важные параметры эмиттера: эффективный коэффициент усиления поля (γ_{eff}) и эффективную площадь эмиссии (A_{eff}).

В классической теории полевой эмиссии используется приближение плоской атомарно-гладкой металлической поверхности, которая обладает потенциальным барьером на границе эмиттер/вакуум в форме сглаженного треугольника, наклон и высота которого определяется внешним электрическим полем (т. н. барьер Шоттки) [1]. Формула плотности тока в общем виде представляет собой двойной интеграл в энергетическом пространстве по нормальной и параллельной компонентам, где величина электрического поля служит параметром. В результате интегрирования получается уравнение с экспоненциальной зависимостью, включающее в себя специальные функции барьерные функции τ и ν [1]:

$$J = a_{FN} \tau_F^{-2} \varphi^{-1} F^2 e^{-\frac{\nu_F b_{FN} \varphi^2}{F}},$$

где J – плотность тока $\left[\frac{A}{m^2}\right]$, $a_{FN} = 1,54 \cdot 10^{-6} [A \cdot eV \cdot V^{-2}]$ и $b_{FN} = 6,83 \cdot 10^9 eV^{-\frac{3}{2}} \left[\frac{B}{M}\right]$ – первая и вторая константы Фаулера–Нордгейма, φ – работа выхода эмиттера [эВ], F – локальное поле на поверхности эмиттера.

В приближении Елинсона-Шредника специальные функции заменяются на величины: $\tau \approx 1,1$ и $\nu \approx 0,95 - 1,03f$, где $f = F/F_R$ – безразмерное поле, связанное с полем снятия потенциального барьера $F_R = \varphi^2 c_S^{-2}$, где $c_S^2 = 1,44 \cdot 10^{-9} [eV^2 \cdot m/V]$ – константа Шоттки [1].

Для идеального эмиттера с одинаковым полем на поверхности площадью S_e , и коэффициентом усиления электрического поля на поверхности γ ($F = \gamma \cdot F_m$), где макроскопическое поле F_m образует параллельные силовые линии, а также при условии межэлектродного расстояния d много больше высоты эмиттера, уравнение принимает вид [2]:

$$I = S_e \cdot A_\varphi (\gamma U/d)^2 e^{-\frac{B_\varphi}{\gamma U/d}}, \quad (1)$$

где A_φ и B_φ – коэффициенты, зависящие от работы выхода φ , а поле F выражено через напряжение U между анодом и катодом: $F = \gamma U/d$.

В экспериментах по изучению свойств полевых катодов часто применяют метод определения эффективных параметров катода по его экспериментальной ВАХ [2]. Представление ВАХ в полулогарифмических координатах Фаулера-Нордгейма (ВАХ-ФН) позволяет аппроксимировать её прямой, наклон и отсечка которой связаны с коэффициентами основного уравнения полевой эмиссии (1), откуда находятся площадь полевой эмиссии (S_e) и коэффициент усиления поля (γ).

В данной работе приведены результаты исследования зависимости эффективных параметров полевого эмиттера, найденных по его ВАХ, от метода выбора участка ВАХ, а также от метода уменьшения влияния флуктуаций в регистрируемых сигналах.

Для получения экспериментальных данных был использован программно-измерительный комплекс, разработанный в лаборатории ФТИ им. А. Ф. Иоффе [4]. Особенностью методики является регистрация ВАХ в режиме быстрого сканирования высоким напряжением, что позволяет существенно уменьшить флуктуации эмиссионного тока, связанные с адсорбционными процессами, а также получить множество ВАХ, усреднение которых позволяет ещё больше уменьшить влияние флуктуаций на результаты расчётов параметров катода [5].

В эксперименте использовался нанокompозитный полевой катод на основе углеродных нанотрубок в полимерной матрице. Параметры нанотрубок: диаметр $D \sim 2$ нм, длина $L = 5$ мкм (производство Tuball) [3].

Процесс анализа экспериментальных ВАХ происходил в специальной программе, написанной на LabVIEW. На рис. 1 в качестве примера регистрируемого сигнала показан импульс тока, на котором два курсора указывают участок, выбранный для численного анализа.

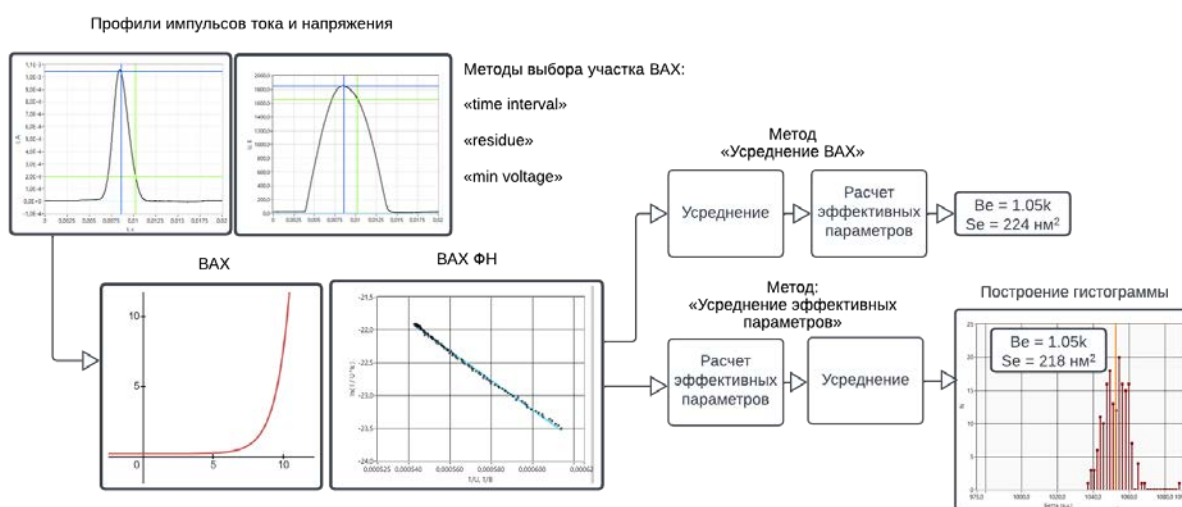


Рис. 1. Диаграмма вариантов обработки регистрируемых ВАХ

При анализе ВАХ было использовано несколько способов выбора участка характеристики.

Первый способ «time interval» – это задание фиксированного временного диапазона в импульсе напряжения (рис. 2а).

Второй способ «residue» – задание уровня специального параметра Res, является показателем отклонения ВАХ-ФН от линии тренда (рис. 2б). Этот параметр автоматически рассчитывается в программе.

Третий способ «min voltage» – ограничение напряжения для рассчитываемой ВАХ снизу, т. е. задание параметра U_{min} (рис. 2с).

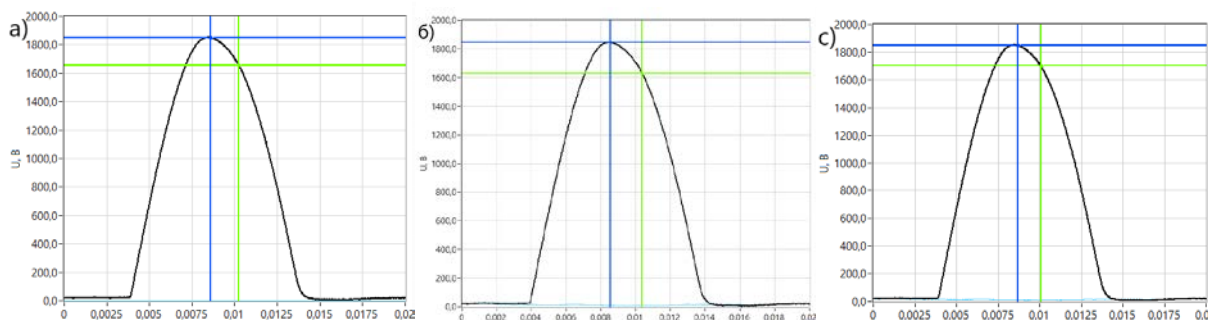


Рис. 2. Методы выбора отрезка ВАХ для анализа: а) выборка с фиксированными значениями времени краёв диапазона («time interval»), б) выборка с заданной степенью отклонения от линии тренда («residue»), с) выборка с установленным уровнем минимального напряжения («min voltage»)

В работе представлены два метода уменьшения влияния флуктуаций.

Метод «усреднение ВАХ» – это усреднение величин напряжений и токов в ВАХ, которое происходит за счёт накопления множества ВАХ и их усреднения в режиме реального времени.

На рис. 3 показаны ВАХ-ФН, построенные после усреднения ВАХ в течение некоторого времени для трёх указанных выше методов выборки участка ВАХ. Синей линией обозначена линия тренда, по параметрам которой находятся параметры катода γ_{eff} и A_{eff} .

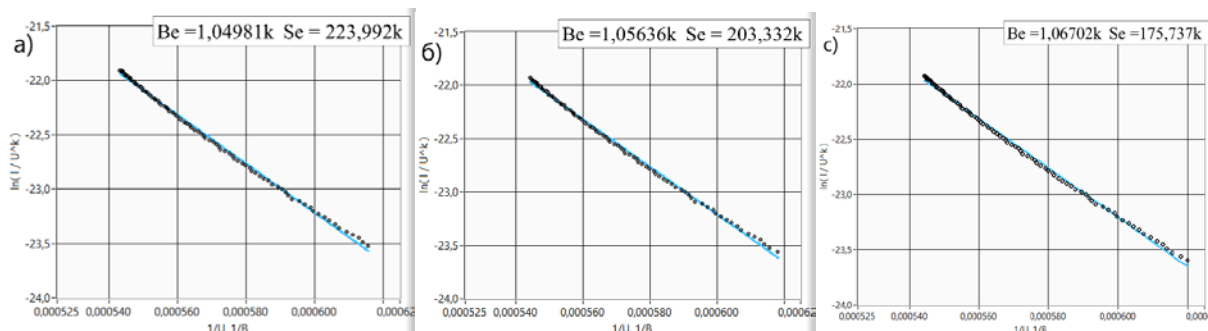


Рис. 3. Прямая в координатах ФН: а) для способа «time interval», б) для способа «residue», с) для способа «min voltage». На графиках указаны полученные в результате анализа величины эффективных параметров γ_e (Be) и A_e (Se)

Метод «усреднение эффективных параметров» – это накопление значений эффективных параметров, полученных для каждой зарегистрированной ВАХ, и их усреднение в режиме реального времени. На рис. 4 представлены гистограммы флуктуаций эффективных параметров, полученные для различных методов выборки участка ВАХ.

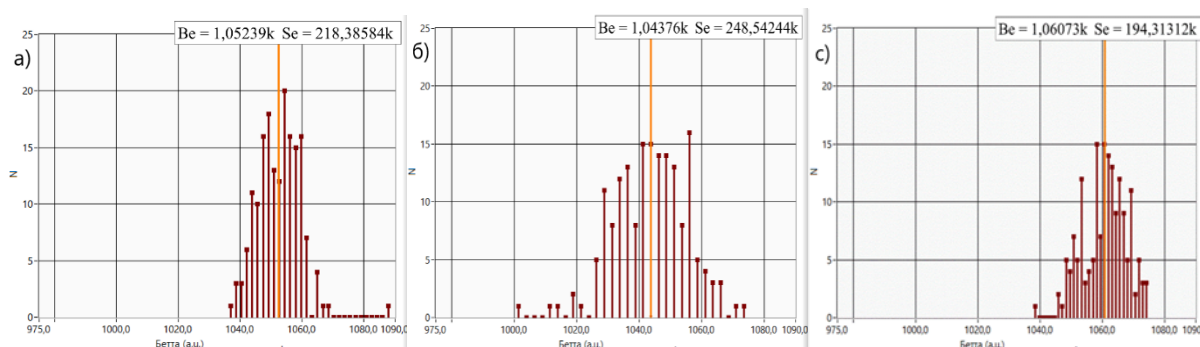


Рис. 4. Гистограмма сбора данных: а) для способа «time interval», б) для способа «residue», в) для способа «min voltage»

Из полученных результатов видно, что в методе «усреднение ВАХ» коэффициенты усиления поля в случаях с «time interval» и «residue» отличаются друг от друга всего лишь на один процент. Площади эмиссии, напротив, имеют различие более, чем на 13 %.

Исходя из гистограмм, полученных в применении метода «усреднение эффективных параметров», можно сказать, что при выборке по методу «min voltage» (с установленным значением напряжения $U_{min} = 1610$ В) коэффициент усиления поля имеет наименьшие флуктуации (самая узкая гистограмма). Сильнее же всего от метода выборки участка ВАХ зависит площадь эмиссии.

Список используемых источников

1. Попов Е. О., Колосько А. Г., Филиппов С. В. Тест на соответствие режиму холодной полевой эмиссии с применением приближений Елинсона–Шредника и Форбса–Дина (координаты Мерфи–Гуда) // ПЖТФ. 2020. том 46. вып. 17. С. 6–9.
2. Попов Е. О., Колосько А. Г., Чумак М. А., Филиппов С. В. Десять способов определения площади полевой эмиссии // ЖТФ. 2019. том 89. вып. 10. С. 1615–1625.
3. Popov E. O., Kolosko A. G., Filippov S. V., Terukov E. I., Ryazanov R. M., Kitsyuk E. P. Comparison of macroscopic and microscopic emission characteristics of large area field emitters based on carbon nanotubes and graphene // J. Vac. Sci. Technol. B. 2020. 38. P. 043203-1–10.
4. Попов Е. О., Колосько А. Г., Филиппов С. В., Романов П. А., Федичкин И. Л. Масс-спектрометрическая комплексная методика исследования полевых и термических свойств нанокпозиционных материалов // «Наноматериалы и наноструктуры – XXI век». 2016. №1. С. 14–26.
5. Евсиков И. Д., Митько С. В., Глаголев П. Ю., Дюжев Н. А., Демин Г. Д. Анализ эмиссии электронов с одиночного кремниевого катода в квазивакуумную (воздушную) среду методом атомно-силовой микроскопии // ЖТФ. 2020. том 90. вып. 11. С. 1931–1937.

УДК 621.31
ГРНТИ 45.31.01

ПЕРСПЕКТИВЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПО ТЕХНОЛОГИИ PoE В СЕТЯХ 5G И IOT

А. С. Аввакумов, П. Ю. Виноградов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье затрагивается система электропитания PoE – технологии подачи электрической энергии вместе с данными по сетевой инфраструктуре Ethernet, что снижает сложность строительства базовых станций малых сот, обеспечивает быстрый рост рынка устройств PoE в будущем и имеет большой потенциал развития. С учетом прогнозируемого роста числа устройств интернета вещей IoT, в сочетании с недавно утвержденными в стандарте 802.3bt (4PPoE), более высокими уровнями мощности и скором появлении большого количества 5G базовых станций малых сот, правильность функционирования систем PoE становится критически важной.

Power over Ethernet, 5G базовые станции, интернет вещей.

Power over Ethernet (PoE) – это технология, которая позволяет одновременно передавать электроэнергию и данные по кабелям Ethernet. Растущее число устройств интернета вещей (IoT) и небольших базовых станций сотовой связи привело к резкому росту спроса на системы питания PoE. Системы питания PoE решают проблему растущего энергопотребления, предоставляя источник питания наряду с передачей данных по кабелям Ethernet, тем самым упрощая проектирование сети и снижая затраты на установку и техническое обслуживание [1].

Небольшие базовые станции сотовой связи имеют решающее значение для обеспечения покрытия сотовой связью в районах, где традиционные вышки сотовой связи неосуществимы или экономически не эффективны. Способность технологии PoE передавать питание и данные по одному и тому же кабелю Ethernet упрощает развертывание базовых станций малой сотовой связи, сокращая время установки и затраты. Процесс такой оптимизации может привести к улучшению покрытия, надежности и качества обслуживания, которые являются решающими факторами в современной сетевой инфраструктуре.

Недавнее утверждение стандарта 802.3bt (4PPoE) позволяет передавать более высокие уровни мощности по кабелям Ethernet. Эта разработка приведет к расширению линейки устройств, которые могут питаться по технологии PoE. Более того, с распространением технологии 5G возрастет спрос

на базовые станции малой мощности, что будет способствовать дальнейшему росту количества систем питания. Эти факторы делают системы PoE важным элементом современной сетевой инфраструктуры с высоким потенциалом будущего роста.

Технология PoE может быть реализована в различных типах и стандартах. Двумя основными типами систем PoE являются: Alternative Mode (PoE) и End-Span (PoE+). Альтернативный режим использует две пары проводов в кабеле Ethernet для передачи как питания, так и данных. End-Span использует все четыре пары проводов в кабеле Ethernet для обеспечения более высокого уровня мощности.

Standard	IEEE 802.3af	IEEE 802.3at	IEEE 802.3bt	
	PoE	PoE+	4-pairs PoE or 4PPoE	
Type	1	2	3	4
Status	Released	Released	Draft (2017)	
Maximum number of energized pairs	2	2	4	4
Maximum DC current per pair	350 mA	600 mA	960 mA	960 mA
Maximum power delivered by the Power Sourcing Equipment (PSE)	15.4 watt	30.0 Watt	60.0 Watt	99.9 Watt
Minimum required power at the Powered Device (PD)	12.95 Watt	25.5 Watt	51.0 Watt	71.0 Watt

Рис. 1. Сравнение стандарта 802.3bt (4PPoE) со старыми версиями

Стандарты PoE также различаются по своим возможностям подачи питания (рис. 1):

- IEEE 802.3af: обеспечивает мощность до 15,4 Вт,
- IEEE 802.3at: обеспечивает мощность до 30 Вт,
- IEEE 802.3bt (4PPoE): обеспечивает мощность до 100 Вт [2].

Системы питания PoE обладают рядом преимуществ по сравнению с традиционными способами подачи питания и данных. Эти преимущества включают:

- снижение сложности благодаря передаче питания и данных по одному кабелю Ethernet PoE,
- устранение необходимости в отдельных источниках питания, кабелях, токовых автоматах и разъемах, что упрощает процесс установки и снижает сложность сетевых устройств,
- снижение затрат.

Последнее объясняется существенным уменьшением оборудования в инфраструктуре электроснабжения и электропитания. Необходим один подвод электроснабжения переменным током и одна электропитающая

установка (ЭПУ), выполняющая функции выпрямления и бесперебойности. ЭПУ обеспечивает питание несколько базовых станций. Упрощается и удешевляется техническое обслуживание.

Повышенная гибкость: технология PoE обеспечивает большую гибкость при размещении устройства, поскольку она не ограничена близостью розеток питания. Это позволяет более эффективно использовать пространство и облегчает расширение и реконфигурацию сети.

Технология PoE может быть реализована в различных типах и стандартах, упрощая развертывание сетевых устройств, существенно упрощая размещение устройств и расширении сети.

Стандарт 802.3bt (4PPoE), который обеспечивает мощность до 100 Вт по кабелям Ethernet, окажет значительное влияние на развитие сетей 5G и Интернета вещей (рис. 2).



Рис. 2. Возможные сценарии в структуре сети 5G, из-за которых нагрузка на питание сети растёт

В контексте сетей 5G развертывание базовых станций малой сотовой связи имеет решающее значение для обеспечения всеобъемлющего покрытия в густонаселенных городских районах и на промышленных объектах. Для каждой базовой станции требуется источник питания. Использование традиционной энергетической инфраструктуры может быть дорогостоящим и сложным. Внедрение стандарта 802.3bt (4PPoE) в сетях 5G упростит развертывание базовых станций малой сотовой связи, снижая стоимость и сложность установки, высвобождая существенную часть пространства, т. к. кабели Ethernet являются стандартным компонентом инфраструктуры, который широко используется в сетях, что делает их менее дорогими и более доступными, чем специализированные кабели и блоки питания.

Тоже самое касается и интернета вещей. Ожидается, что в ближайшие годы количество подключенных устройств будет быстро расти, и многим из этих устройств для функционирования требуется источник питания. Внедрение стандарта 802.3bt (4PPoE) в сетях интернета вещей позволяет использовать кабели Ethernet для передачи как питания, так и данных, упрощая развертывание устройств интернета вещей и снижая сложность и стоимость установки и обслуживания.

Стандарт 802.3bt (4PPoE) обеспечивает совместимость с уже существующей кабельной инфраструктурой Ethernet, обеспечивая высокую энергоэффективность [3].

Таким образом, внедрение стандарта 802.3bt (4PPoE) при развертывании сетей 5G и IoT весьма перспективно.

Список используемых источников

1. Small Cells in the Forthcoming 5G/IoT: Traffic Modelling and Deployment Overview. URL: https://www.researchgate.net/publication/326962622_Small_Cells_in_the_Forthcoming_5GIoT_Traffic_Modelling_and_Deployment_Overview (дата обращения 13.02.2023).
2. DC building management system with IEEE 802.3bt standard. URL: https://www.researchgate.net/publication/354111002_DC_building_management_system_with_IEEE_8023bt_standard (дата обращения 13.02.2023).
3. Стандарты питания от PoE до PoE++, внедрение и методы проверки. URL: <https://skomplekt.com/standarty-pitaniia-poe-do-poe-plus-plus/> (дата обращения 13.02.2023).

УДК 004.932.2
ГРНТИ 47.51.39

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АВТОНОМНОГО ВОДНОГО ТРАНСПОРТА

А. М. Александров¹, Э. С. Вяльшин², О. В. Украинский³

¹СКБ «Энергия» АО «Завод «Энергия»

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

³Санкт-Петербургский государственный университет промышленных технологий и дизайна

Совершенствование водного транспорта необходимо для развития многих областей деятельности, поэтому задачи обеспечения безопасности, снижения себестоимости и повышения эффективности морского и речного судоходства приобрели в последние годы особую актуальность. В рамках концепции E-навигации достигнут успех в использовании видеоинформационных технологий и современной телевизионной техники, однако рост потребностей общества и развитие возможностей видеоаналитики позволяют заменить человека не только в навигации, но и в управлении судном. Задача

статьи – анализ тенденций развития беспилотных судов, степени их автономности и технических возможностей.

автономный водный транспорт (АВТ), искусственный интеллект, IMO, VTS, степень автономности судна, модель YOLO.

Автономный водный транспорт (АВТ) представляет собой вид транспорта, осуществляющего перевозку грузов, пассажиров на воде и/или выполняющего исследовательскую деятельность морского характера практически без участия человека. В зависимости от степени автономности управление судна осуществляется с помощью мониторинга и дистанционного управления с близлежащего пилотируемого корабля, берегового центра управления или с использованием искусственного интеллекта (машинного обучения), тем самым позволяя транспорту самостоятельную корректировку действий.

Одной из основных причин возникновения интереса к теме автономных водных судов является интенсификация торговли, международных сообщений, а также необходимость в улучшении безопасности водного транспорта. На сегодняшний день от 75 до 95 % всех аварий на море происходят по вине человека (фактор усталости). Интегрирование искусственного интеллекта (ИИ) на водный транспорт позволит сократить эту цифру к минимуму, во много раз увеличив их безопасность.

Общую оценку степени автономности судов в ходе нормативно-правовой проверки впервые предложил комитет по безопасности на море Международной морской организации IMO (*International Marine Organization*) на 100-й сессии MSC в декабре 2019 года [1], оценка степени автономности определяется как:

- степень первая: судно с автоматизированными процессами и поддержкой принятия решений;
- вторая степень: дистанционно управляемое судно с моряками на борту;
- третья степень: дистанционно управляемое судно без моряков на борту;
- четвертая степень: полностью автономное судно.

Исходя из перечисленных степеней автономности судов, наибольший интерес представляют суда 3-й и 4-й степени автономности. Для их безопасного хождения необходимо внедрить возможность определения параметров движения близко идущих судов. Одним из способов реализации такой системы является интеграция электрооптических камер (с блоком обработки видеоизображения) в уже существующие службы управления движением судов (*Vessel Traffic Services systems*) [2]. Функциональная схема такой системы представлена на рис. 1. В ней модуль объединения данных (*Data fu-*

tion) обрабатывает информацию, поступающую от блока визуальной обработки (*Video Processing Unit*) и системы VTS, и отправляет проверенные данные в блок распознавания объектов (*Object recognition Unit*).

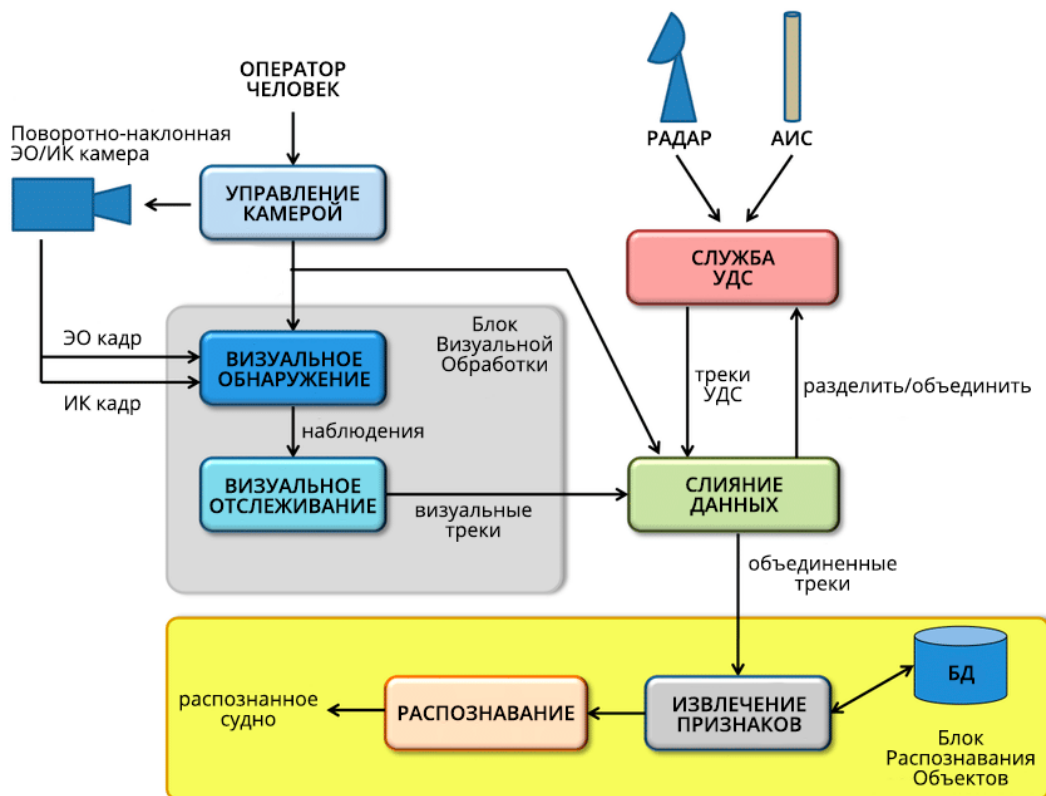


Рис. 1. Функциональная схема службы управления судов с использованием электрооптических камер

В данной системе особый интерес представляет Блок обработки, более подробно представленный на рис. 2. Видеокадры, поступающие с камеры, анализируются с целью поиска лодок и линии горизонта. Фильтр на основе метода SURF используется для фильтрации ложных срабатываний. Примеры обнаружения линий горизонта и обнаружения судов представлен на рис. 3 и 4.

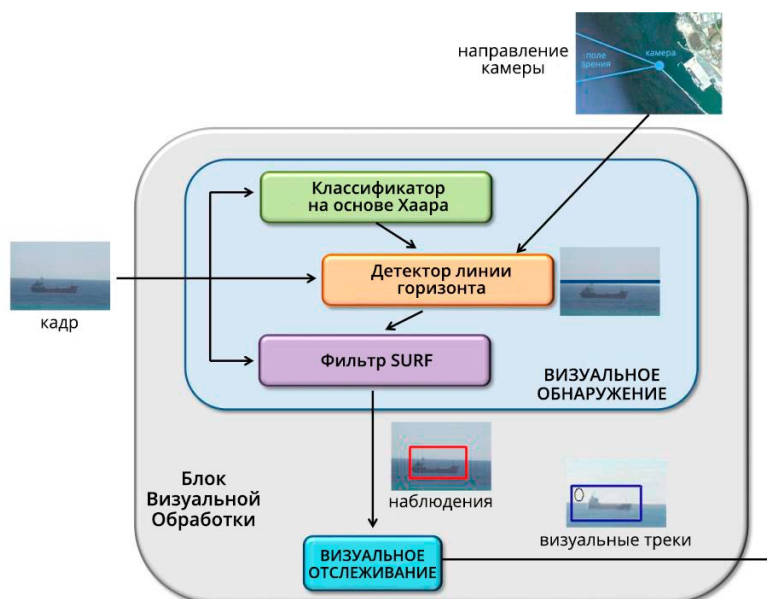


Рис. 2. Блок обработки видео



Рис. 3. Определение линии горизонта. Вероятность обнаружения ложных срабатываний увеличивается при наличии побережья из-за богатой текстуры сцены

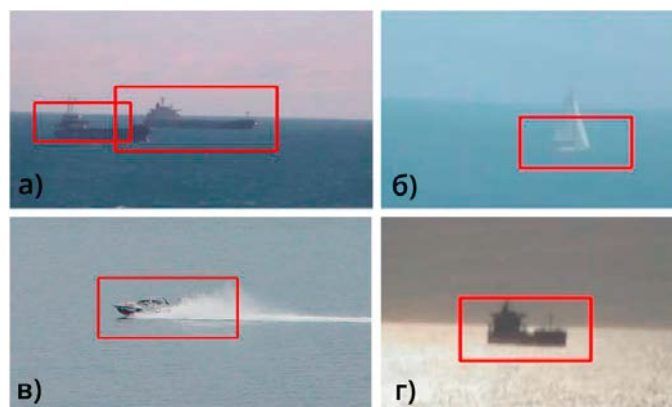


Рис. 4. Примеры наблюдений. Классификатор способен обнаруживать цели разного размера (а), с размытым шумом (б), а также при наличии следов от лодки (в) и отражений от поверхности воды (г)

Также стоит отметить тенденции усовершенствование инфраструктуры видеообнаружения для автоматизированного распознавания судов и анализа поведения с использованием сверточной нейронной сети в модели YOLO [3]. Данная нейронная сеть используется для извлечения из входных изображений многомасштабной характеристики кораблей. Помимо этого, предложенная структура предопределяет потенциальное положение корабля на основе уровня достоверности объекта (вводится метод К-средних для получения якорных рамок) и производит пространственно-временной анализ поведения корабля на последовательных морских изображениях на основе кинематической информации о корабле (в основе лежит решение бинарной кросс-энтропийной функции) [4]. Блок схема описываемой структуры представлена на рис. 5 (см. ниже).

Из существующих концепций организации автономного судовождения можно выделить две основные: осторожную (бытует в странах Запада) и радикальную (в России) концепции.

Первая точка зрения включает в себя осторожную оценку самой возможности массового применения автономных судов в будущем. Основная причина такой оценки основана на осознании разработчиками огромного количества трудностей, которые возникнут в будущем в ходе строительства

и эксплуатации таких судов. Несмотря на это в странах Запада ведутся интенсивные разработки концепции автономных судов (Mayflower 400 [5], Yara Birkeland [6], «Advanced Autonomous Waterborne Applications Initiative» (AAWA) [7], проекты компании «Kongsberg Maritime» [8] и др.).

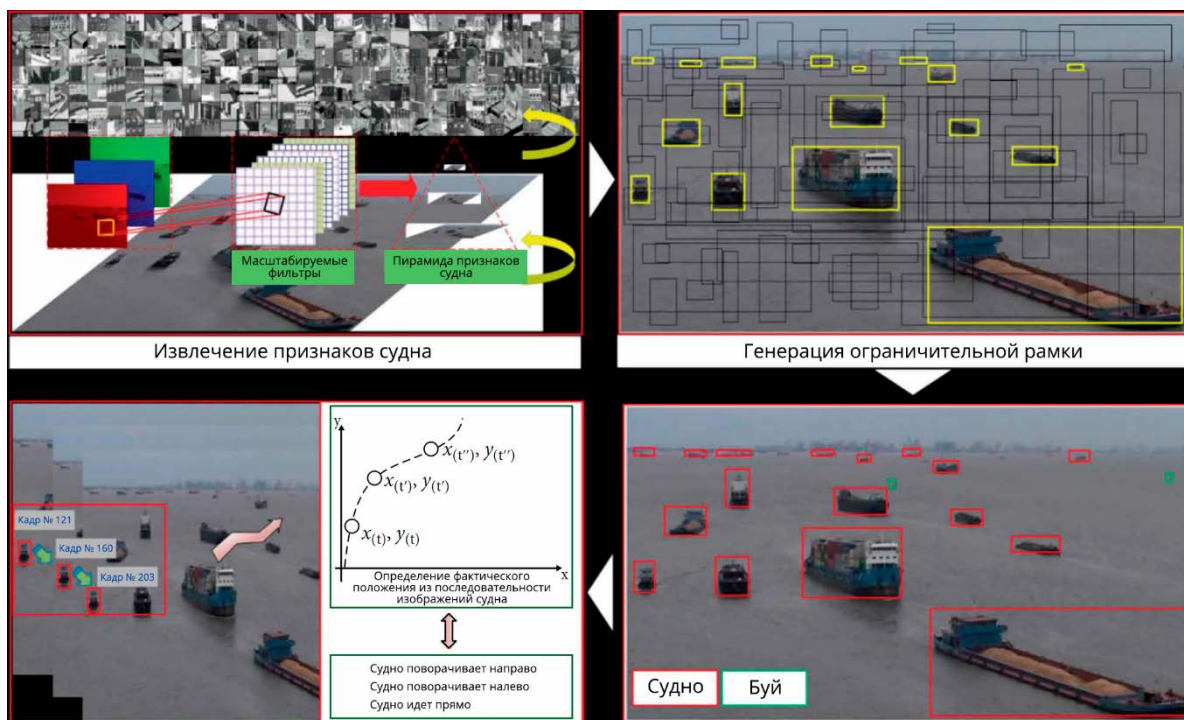


Рис. 5. Анализ поведения корабля для предлагаемого рабочего процесса

Вторая точка зрения прямо противоположна и подразумевает внедрение систем автономного судовождения в существующие суда и их дальнейшую эксплуатацию уже сегодня по принципу полной функциональной эквивалентности (проекты АНО «Отраслевой центр «Маринет» [9], проект «Морской маркер» [10]). Плюсом данной концепции является возможность пошаговой интеграции автономных систем в суда.

В результате анализа тенденции развития современных беспилотных судов можно сделать следующие выводы:

1. Системы автономного судовождения актуальны, и входят в практику аналогично беспилотным автомобилям или воздушному транспорту, что для РФ с ее многочисленными речными и морскими путями является решением многих проблем.

2. Мировая практика создания автономных судов предполагает постепенное увеличение степени автономности, что дает возможность постепенного переоснащения флота без существенных экономических потерь.

3. Современные разработки автономных судов активно используют средства видеоаналитики, что облегчает внедрение полной автономности судовождения с применением технологий искусственного интеллекта.

Список используемых источников

1. 100-я сессия Комитета по безопасности на море: Международная морская организация, 2018. 14 с.
2. Domenico D. Bloisia, Luca Iocchia, Daniele Nardia, Michele Fiorinib. Integrated visual information for maritime surveillance // Clean mobility and intelligent transport systems, 2015. С. 237–263.
3. Xinqiang Chen, Lei Qi, Yongsheng Yang, Qiang Luo, Octavian Postolache, Jinjun Tang, Huafeng Wu. Video-based detection infrastructure enhancement for automated ship recognition and behavior Analysis // Journal of advanced transportation, 2020. С. 1–12.
4. Valsamis, K. Tserpes, D. Zissis, D. Anagnostopoulos, T. Varvarigou. Employing traditional machine learning algorithms for big data streams analysis: the case of object trajectory prediction // Journal of Systems and Software, 2017. Vol. 127. С. 249–257.
5. Denise Chow. Robotic 'Mayflower' to cross the Atlantic on 400th anniversary of Pilgrims' journey // NBC News. URL: <https://www.nbcnews.com/mach/science/robotic-mayflower-cross-atlantic-400th-anniversary-pilgrims-journey-ncna1068861> (дата обращения 16.02.2023).
6. Revolution for inland shipping depends on the success of the Yara Birkeland // FreightWaves. URL: <https://www.freightwaves.com/news/revolution-for-inland-shipping-depends-on-the-success-of-the-yara-birkeland> (дата обращения 16.02.2023).
7. Rolls-Royce Unveils a Vision of the Future of Remote and Autonomous Shipping // Rolls-Royce. URL: <https://www.rolls-royce.com/media/press-releases/2016/pr-12-04-2016-rr-unveils-a-vision-of-future-of-remote-and-autonomus-shipping.aspx> (дата обращения 16.02.2023).
8. Kongsberg Maritime // Kongsberg. URL: <https://www.kongsberg.com/maritime/> (дата обращения 16.02.2023).
9. Россия первой в мире получит автономные морские суда [Электронный ресурс] // Российская газета. URL: <https://rg.ru/2021/08/17/reg-szfo/rossiia-pervoj-v-mire-poluchit-avtonomnye-morskie-suda.html> (дата обращения 16.02.2023).
10. Глобальная сеть морских беспилотников [Электронный ресурс] // Хабр. Блог компании Leader-ID. URL: <https://habr.com/ru/company/leader-id/blog/700840/> (дата обращения 16.02.2023).

УДК 621.396
ГРНТИ 49.43.01

ОЦЕНКА ПОТЕРЬ НА ТРАССАХ МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ НА ОСНОВЕ СТАНДАРТНЫХ МОДЕЛЕЙ

И. В. Александров, Б. М. Антипин, Е. М. Виноградов, А. К. Терновая

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проведен краткий обзор стандартизованных в отечественных и зарубежных институтах моделей, позволяющих оценивать потери при распространении радиоволн

на трассах протяженностью менее 1 км. Для модифицированной модели Хата и модели, основанной на рекомендации ITU-R P.1546, выполнена оценка потерь в условиях плотной городской застройки на частотах до 440 МГц на трассах протяженностью до 200 м.

кривые распространения, потери при распространении радиоволн, напряженность поля, изменчивость напряженности поля от времени, изменчивость напряженности поля от местоположения, эффективная высота передающей антенны.

Введение

В целом ряде практических задач, связанных с электромагнитными излучениями, возникает необходимость оценить потери электромагнитной энергии на относительно небольших расстояниях, как правило, составляющих десятки или сотни метров и не превышающих 1 км. Такого рода потребность существует при решении ряда задач электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС), при оценке уровней уличных индустриальных радиопомех в городских условиях [1] и излучений приборов малого радиуса действия [2], при оценке безопасности существующих уровней излучений для людей и т. д. Как правило, при оценке потерь на трассах распространения радиоволн используются математические модели, представленные в рекомендациях международных организаций, таких как МСЭ, СЕРТ и др. Модели могут быть аналитическими или графическими и носить детерминистский или статистический характер. Большинство моделей дают возможность определять потери на трассах протяженностью более одного километра. Однако в ряде моделей, имеющих достаточно высокую верхнюю границу дальностей, нижняя граница сдвинута на трассы, длина которых менее 1 км.

Обзор существующих моделей распространения радиосигналов

Модель распространения сигналов в свободном пространстве. Модель является чисто теоретической, не имеет ограничений по дальности и частоте, излучатель и антенна приемника должны находиться в пределах прямой видимости. На практике модель используют, когда влиянием окружения на распространения радиоволн можно пренебречь, т. е. первая зона Френеля свободна от препятствий.

Модифицированная модель Хата [3]. Аналитическая модель Хата основана на графической модели, разработанной Окумура по результатам измерений потерь при распространении радиоволн в городских условиях. В дальнейшем модель была модифицирована для использования в более широкой полосе частот и для более разнообразных типов окружений исследуемых радиосредств. Диапазон частот модели: 30 МГц – 3 ГГц. Диапазон дальностей от 40 м и теоретически может использоваться до 100 км, так как

учитывает кривизну Земли. Применяется для оценки потерь на трассах длиной менее 1 км как дополнение к моделям, которые используются для трасс протяженностью от одного и до сотен километров.

Рекомендация МСЭ-R P.1546-6 [4]. Основное назначение модели, рассматриваемой в данной рекомендации, – оценка напряженности поля на заданном расстоянии от передатчика, ЭИМ которого составляет 1 кВт, при определенных условиях. Рассматриваемая модель является графической. Учитывает изменчивость во времени и по местоположению. Изменчивость во времени характеризуется процентом времени, в течение которого напряженность поля будет выше расчетной. Графики представляют значения напряженности поля, превышаемые в течение 50 %, 10 % и 1 % времени. Изменчивость по местоположению для графиков взята равной 50 % местоположений в пределах зоны, в которой напряженность поля превышает значение, полученное из графиков. Однако процедура расчета, изложенная в рекомендации, позволяет получить значения напряженности поля, превышаемые в другом проценте времени (от 1 до 50 %) и в другом проценте мест (от 1 до 99%). Диапазон рабочих частот модели: 30 МГц – 4 ГГц. Диапазон дальностей, в пределах которого представлены графики рекомендации, составляет от 1 до 1000 км. Однако, начиная с 4-го релиза, в рекомендации приводится процедура, позволяющая оценить потери на трассах длиной менее 1 км.

Для расстояний 40 м и меньше потери в модифицированной модели Хата и в Рекомендации МСЭ-R P.1546 рассчитываются, как в свободном пространстве.

Рекомендация МСЭ-R P.1812 [5]. Дополняет рекомендацию МСЭ-R P.1546. Диапазон частот модели 30 МГц – 6 ГГц. Длина трасс от 0,25 до 3000 км. Рекомендация частично перекрывает трассы протяженностью менее 1 км. Рассматриваются только наземные трассы. Рекомендация предоставляет метод оценки потерь, пригодный для наземных служб связи «из пункта в зону». Прогнозирует среднее значение сигнала, превышаемое при многолучевом распространении в течение заданного процента времени, лежащего в пределах от 1 до 50 % среднего времени года и для данного процента мест размещения в пределах от 1 до 99 %. Требуется информация о профиле трассы.

Оценка потерь распространения сигналов по рекомендации МСЭ-R P.1546-6

Для расчета потерь с помощью данной рекомендации используются кривые распространения, которые представляют значения напряженности поля в зависимости от расстояния от передатчика для эффективной излучаемой мощности 1 кВт на номинальных частотах 100, 600 и 2000 МГц. Для

получения значения напряженности поля и основных потерь для любой другой частоты и исходных данных, отличных от данных, для которых построены кривые, применяют интерполяцию или экстраполяцию значений напряженности поля, полученных из этих кривых. Базовые (основные) потери определяются, исходя из изменений напряженности поля.

Рассмотрим небольшую задачу, характерную для ситуации, связанной с организацией совместной работы радиоэлектронных средств. Антенна излучателя находится над поверхностью земли на высоте 15 м, а антенна радиоприемника на высоте 1,5 м. Чтобы помеха от излучателя не представляла большой опасности, зададим процент времени, когда напряженность поля превышает расчетное значение (базовые потери находятся ниже расчетного значения), равным 1 %, изменчивость по местоположению 5 %. Предполагается, что эти средства должны размещаться на небольшом расстоянии друг от друга. Чтобы решить задачу о допустимости помехи радиоприему, нужно знать зависимость основных потерь от расстояния между рассматриваемыми средствами. Решим эту задачу с использованием данной рекомендации. Для получения результатов оценки затухания с помощью данной рекомендации необходимо выполнить пошаговую процедуру, которая конкретизирована в Приложении 6 данной Рекомендации.

В таблице 1 приводятся рассчитанные значения основных потерь при распространении излучений в городских условиях с плотной застройкой для частот 135–440 МГц, где d – расстояние между излучателем и приемником по горизонтали.

ТАБЛИЦА 1. Потери при распространении сигналов в условиях плотной городской застройки по модели из МСЭ-R P.1546-6, Дб

d , км	135 МГц	150 МГц	174 МГц	330 МГц	440 МГц
0,05	50,8	51,7	53,0	58,6	61,2
0,06	53,5	54,4	55,8	61,5	64,0
0,07	55,9	56,8	58,2	63,9	66,5
0,09	59,8	60,7	62,1	67,9	70,5
0,1	61,4	62,4	63,8	69,6	72,3
0,12	64,3	65,2	66,7	72,6	75,3
0,15	67,8	68,8	70,4	76,2	78,9
0,2	72,4	73,3	74,8	80,9	83,7

Оценка потерь распространения сигналов с помощью модифицированной модели хата

Модифицированная модель Хата является аналитической моделью и в отличие от рассмотренной графической модели [4] позволяет сразу оценить основные потери на трассе. Модель позволяет провести расчет средних

потерь сигналов в различных условиях их распространения. Предлагаемые формулы для расчета учитывают, прежде всего, протяженность трассы, а также высоты подвеса приемной и передающей антенн. Имеется также возможность учета флуктуаций мощности сигналов при распространении применительно к логнормальному закону распределения. В отличие от [4] в модели не используются параметры, характеризующие изменчивость потерь во времени и местоположению.

В таблице 2 приведены результаты расчетов средних потерь на коротких трассах с использованием модели Хата для задачи, рассмотренной в п. 2 на тех же частотах.

ТАБЛИЦА 2. Потери при распространении сигналов в условиях плотной городской застройки по модели Хата, дБ

d , км	135 МГц	150 МГц	174 МГц	330 МГц	440 МГц
0,05	49,0	49,9	51,2	56,8	59,5
0,06	50,6	51,5	52,8	58,4	61,1
0,07	52,0	52,9	54,2	59,8	62,5
0,09	54,1	55,0	56,3	61,9	64,6
0,1	75,8	77,1	79,3	86,6	89,9
0,12	78,2	79,8	82,1	89,4	92,7
0,15	82,0	83,2	85,5	92,8	96,1
0,2	86,4	87,6	89,9	97,2	100,5

Сравнение полученных результатов

Полученные результаты позволяют сравнить модель из Рекомендации МСЭ-R P.1546 и модифицированную модель Хата применительно к используемым в расчетах расстояниям и частотам. Видно, что потери распространения сигналов на всех частотах, полученные в результате расчетов для второй модели имеют скачок порядка 20 дБ, начиная с расстояния 100 м. Это связано с тем, что в интервале дальностей 40...100 м в модели Хата используется логарифмически линейная интерполяция потерь в свободном пространстве, а после этого интервала используется эмпирическая модель оценки основных потерь. При этом согласования расчетов в точке перехода от одного интервала к другому, как это сделано в Рекомендации МСЭ-R P.1546, в модели Хата нет. Поэтому в модели Рекомендации МСЭ-R P.1546 таких скачков нет.

На дальностях больше 100 м результаты расчетов различаются, в частности, вследствие того, что решение одной и той же задачи происходит при несколько отличающихся исходных данных. В Рекомендации МСЭ-R P.1546 при расчетах учитывается вариативность напряженности поля и основных потерь в зависимости от времени и местоположения, а в модели

Хата этого нет. В модели Хата на изменчивость потерь указывает средне-квадратическое отклонение полученных результатов, которое зависит от расстояния и места расположения антенны базовой станции в городских условиях. Поэтому после расстояния 100 м результаты расчетов потерь различаются.

Заключение

Выполнены расчеты для оценки потерь при распространении излучений РЭС сухопутной подвижной службы диапазона 135–450 МГц с использованием моделей [3, 4]. Проведено сравнение полученных оценок для обеих моделей. Данные результаты могут быть полезны при расчетах электромагнитной совместимости РЭС в условиях, которые близки к используемым в данной работе.

Список используемых источников

1. Антипин Б. М., Виноградов Е. М. Влияние уличных промышленных радиопомех на работу мобильной связи // Сборник докладов 76-й НТК СПб НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященной Дню радио, 2021 г. С. 236–239.
2. Рек. МСЭ-R P.1411-11 Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования наружных систем радиосвязи малого радиуса действия и локальных радиосетей в диапазоне частот от 300 МГц до 100 ГГц.
3. ECC Report 252 SEAMCAT Handbook. Edition 2. Approved 29 April 2016.
4. Рек. МСЭ-R P.1546-6 Метод прогнозирования для трасс связи «пункта с зоной» для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц.
5. Рек. МСЭ-R P.1812-6 Метод прогнозирования распространения сигнала на конкретной трассе для наземных служб «из пункта в зону» в диапазоне частот 30–6000 МГц.

УДК 621.396.4
ГРНТИ 49.43.29

УСКОРЕНИЕ РАСЧЁТОВ И ОПТИМИЗАЦИИ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Р. А. Алли, К. О. Коровин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной работе рассматривается концепция подхода к управлению диаграммой направленности фазированной антенной решётки путём поиска оптимальных режимов

работы методами машинного обучения. Рассматривается идея, согласно которой, режимы работы фазовращателей антенной решётки могут быть подобраны на этапе проектирования системы методом компьютерного моделирования и заложены в устройство реализации алгоритма управления в виде таблицы. Предложена структура подобного программного комплекса.

ФАР, фазированная антенная решётка, диаграммообразующая схема, микроволновые технологии, СВЧ, искусственный нейрон, нейронные сети.

Постановка задачи

Цифровое управление формой диаграммы направленности фазированных антенных решёток на сегодняшний день является задачей, решение которой требуется в множестве отраслей. Одним из применений является пространственное разделение каналов связи и увеличение точности, надёжности и энергоэффективности радиолокационных систем.

Рассмотрим структурное устройство адаптивной антенной решётки с цифровым управлением.

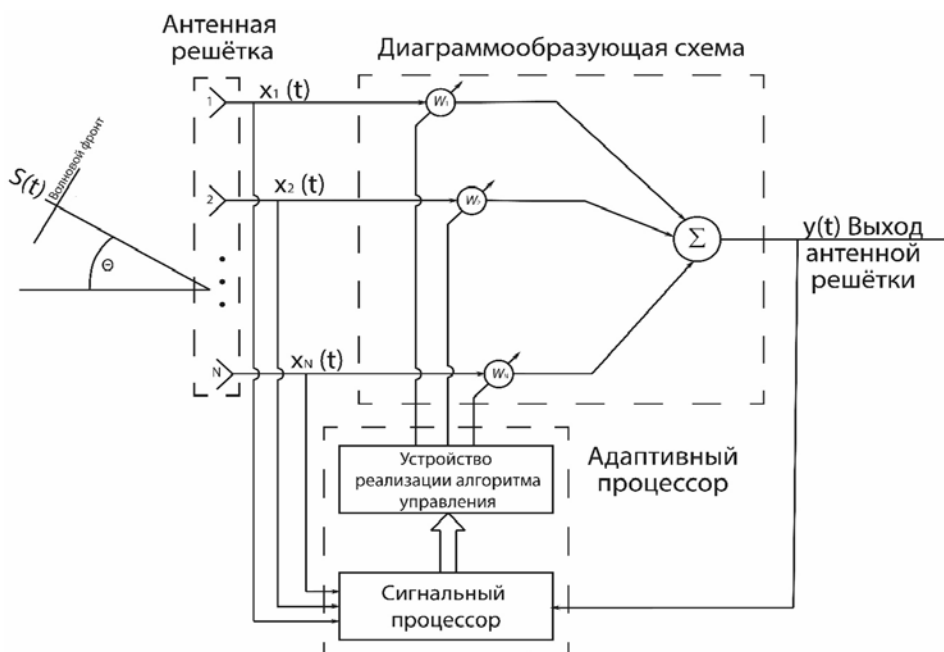


Рис. 1. Структурная схема адаптивной антенной решётки

Адаптивная антенная решётка состоит из следующих элементов: антенной решётки (массива излучающих элементов, адаптивного процессора – цифрового устройства, задающего комплексные весовые коэффициенты, формирующие диаграмму направленности антенной решётки, диаграммообразующей схемы (рис 1), состоящей из весовых коэффициентов и сумматора сигнала, выход которого является выходом адаптивной антенной решётки [1]. Можно заметить, что диаграммообразующая схема очень похожа на нейрон с линейной функцией активации.

Сходство диаграммообразующей схемы с искусственным нейроном

Искусственный нейрон – это узел искусственной нейронной сети, являющийся упрощённой моделью естественного нейрона [2]. Он имеет множество входов, которые передают сигнал в сумматор по каналам с изменяемой проводимостью. (рис. 2) Проводимость канала имеет конкретное численное значение и называется весом. После суммирования результат поступает на функцию активации – функцию, которая определяет значение на выходах нейрона в зависимости от входных данных. Выходов у нейрона может быть несколько, но на них будет одно значение.

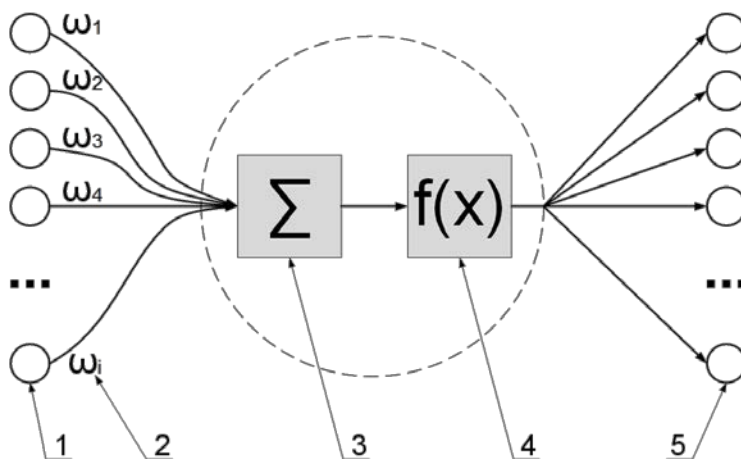


Рис. 2. Искусственный нейрон: 1 – вектор входных данных, 2 – веса, 3 – сумматор, 4 – функция активации, 5 – вектор выходных значений

От выбора функции активации зависит то, как будет работать искусственный нейрон: то, в каких пределах будет меняться диапазон значений на выходе и на входе, потребуется ли нормирование данных, и насколько трудно будет компьютеру работать с полученной нейронной сетью [3, 4, 5].

Например, если функция активации – линейная (1), то нейрон просто суммирует значения на своих входах, умноженные на соответствующие им значения весов и передаёт результат дальше (рис. 3а). ReLu (3) – обычная линейная функция с тем лишь отличием, что при значениях меньших или равных нулю результат равен 0. (рис. 3с) Пороговая функция активации (2) (функция Хевисайда) – самая простая (рис. 3b). Она выдаёт 0, если сумма значений, умноженных на весовые коэффициенты на входе меньше определённого порога и 1 – если больше или равно ему. Сигмоида (4) (логистическая функция, (рис. 3d)), примечательна тем, что сама нормирует данные и работает с отрицательными значениями на входах, однако данная функция увеличивает сложность программы для компьютера. Также использование данной функции делает трудным использование алгоритма обратного распространения ошибки, из-за того, что её значения асимптотически стремятся к 0 и 1, но никогда не равны им, вследствие чего обучение никогда не

будет завершено. Гиперболический тангенс (5) в отличие от сигмоиды может быть равен 0 (рис. 3е), что избавляет от вышеупомянутых проблем при обучении.

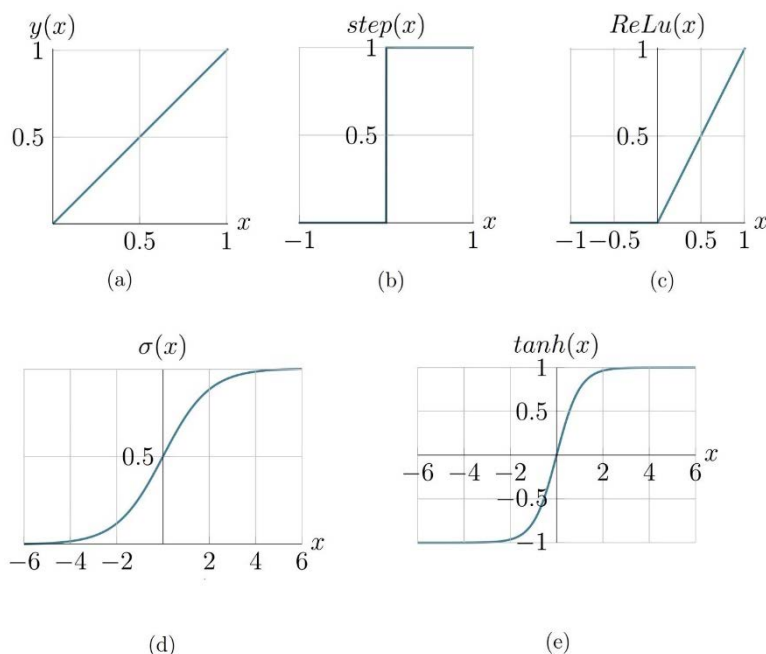


Рис 3. Функции активации нейрона: (а) – линейная функция активации, (b) – пороговая функция активации, (c) – функция активации ReLu, (d) – сигмоида, (e) – гиперболический тангенс

Графики на рис. 3 были построены по следующим формулам:

$$y(x) = x,$$

$$step(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases},$$

$$ReLu(x) = \max(0, x),$$

$$\sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}},$$

$$tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)}.$$

Использование искусственного нейрона для формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решётки

На основании рассмотрения выше, можно сделать вывод, что искусственный нейрон может выступать в роли имитационной модели диаграммообразующей схемы адаптивной антенной решётки, если будет работать с комплексными весами. В качестве одного из способов достижения поставленной задачи предлагается обучение нейрона, имитирующего диаграммо-

образующую схему методом градиентного спуска на мощной ЭВМ для получения набора векторов весов, например, для формирования луча в различных положениях. В таком случае, работа устройства реализации алгоритма управления сведётся к выбору вектора весов фазовращателей, формирующих заранее известную диаграмму направленности. Тогда задача разработчика будет состоять в том, чтобы на этапе проектирования определить все возможные режимы работы адаптивной антенной решётки и рассчитать для них веса с помощью компьютерного моделирования. В процессе моделирования антенная решётка будет рассчитываться методом численного моделирования, например, методом моментов, диаграммообразующая схема будет заменена на искусственный нейрон с комплексными весами и линейной функцией активации, а в роли устройства реализации алгоритма управления выступит алгоритм градиентного спуска, который должен оценивать форму диаграммы направленности и оптимизировать веса для достижения результата приближенного к заданному качеству входных условий (рис. 4).

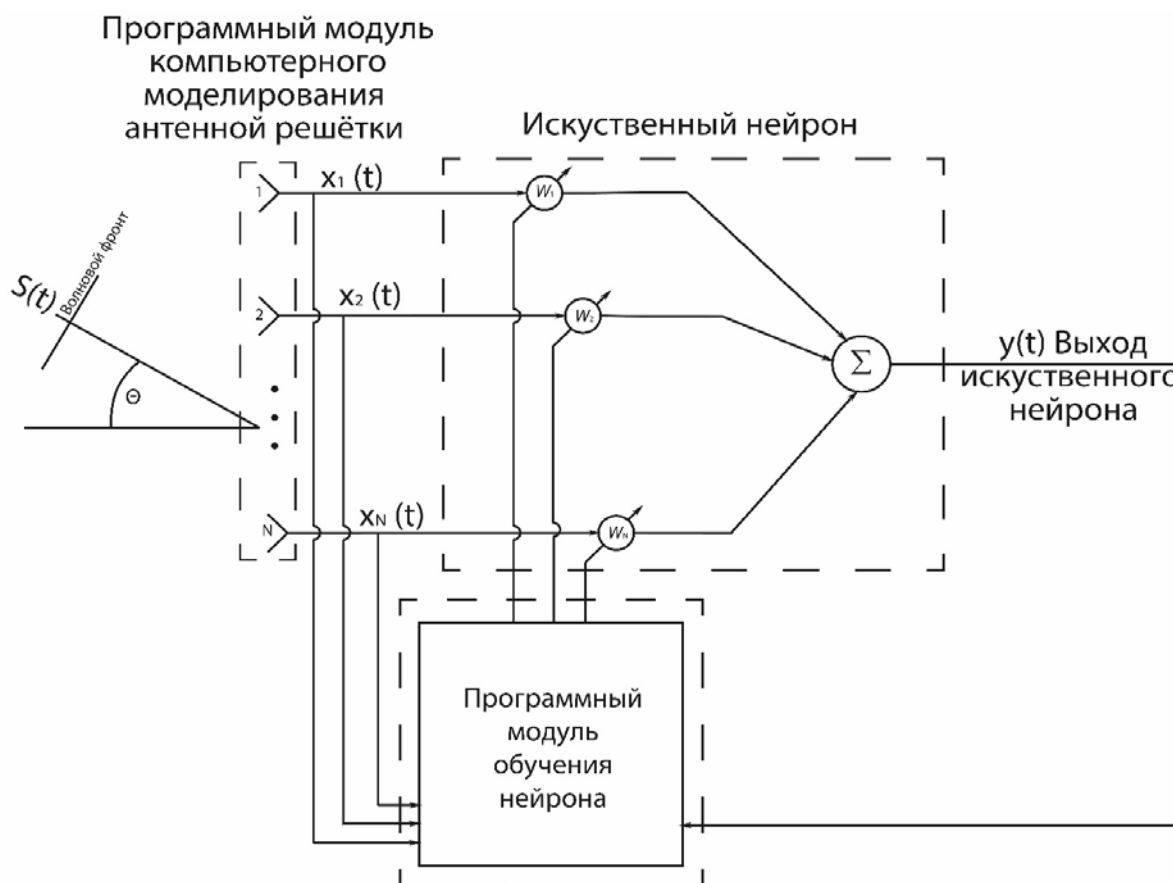


Рис. 4. Структурная схема программы подбора режимов работы фазовращателей антенной решётки

Заключение

В данной работе была сформирована общая схема алгоритма настройки режимов работы адаптивных антенных решёток.

Показано, что в дальнейшем модель может быть реализована с помощью одного нейрона с использованием линейной, сигмоидальной или тангенциальной функции активации. Тангенциальная функция активации является наиболее интересной, так как может принимать нулевое значение, что позволит избежать проблем при обучении нейрона, и при этом сможет работать с входными данными в любом диапазоне значений. Поскольку искусственный нейрон в программной модели планируется использовать всего один, повышенной сложностью нахождения гиперболического тангенса по сравнению с более простыми функциями активации можно пренебречь.

В ходе дальнейших исследований планируется разработать компьютерную модель для подбора режимов работы фазовращателей.

Список используемых источников

1. Мозинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки: введение в теорию, пер. с англ. М. : Радио и связь, 1986. 448 с., ил.
2. Ясницкий Л. Н. Интеллектуальные системы. М. : Лаборатория знаний, 2020.
3. Николенко С., Кадуринов А., Архангельская Е. Глубокое обучение. СПб. : Питер, 2022. 480 с.
4. Лакшманн В., Робинсон С., Мунн М. Машинное обучение. Паттерны проектирования. СПб. : БХВ-Петербург, 2022.
5. Умберто М. Прикладное машинное обучение. СПб. : БХВ-Петербург, 2020. 368 с.

УДК 654.739
ГРНТИ 49.33.29

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АНАЛИТИЧЕСКОГО И ИМИТАЦИОННОГО МЕТОДОВ РАСЧЁТА БИТОВОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ПРИЁМА СИГНАЛОВ АФМ-16 СТАНДАРТА DVB-S2

Д. А. Амилющенко¹, Н. В. Савищенко², А. С. Шандровский¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В статье рассматриваются сигнальные конструкции, применяемые в стандарте DVB-S2. Представлена имитационная модель для численного расчёта битовой вероятности ошибки при когерентном приеме сигналов 16-АФМ в канале связи с детерминированными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом.

сигнально-кодовые конструкции, стандарты DVB, помехоустойчивость, вероятность ошибки.

С развитием стандартов радиосвязи повышаются требования к их количественным характеристикам, таким как, например, помехоустойчивость или вероятность ошибки интерпретации данных [1, 2, 3]. В данной статье рассматривается битовая вероятность ошибки приёма сигнала. В стандарте DVB-S2 применяются: квадратурно-фазовая, 8-и позиционная фазовая, 16 и 32 амплитудно-фазовая модуляция (АФМ) [4]. Предметом исследования в данной работе является 16-и позиционная АФМ [5, 6].

Аналитически вероятность битовой ошибки вычисляется из отношения энергетических уровней сигнала и областей принятия решений для каждого из возможных бит созвездия [7]. Область принятия решений – это геометрическое представление пространства на координатной плоскости, попадая в которое бит информации будет корректно интерпретирован. Так как исследуемая сигнальная конструкция делится на два уровня амплитуд – вводится понятие отношения внешнего энергетического уровня к внутреннему, $\gamma = \sqrt{E_{m,2}/E_{m,1}}$ [8, 9].

В отсутствие источника шума вероятность правильной интерпретации равна 1 и область принятия решений сводится к точке на плоскости. Однако в реальных условиях, при прохождении сигнала через канал связи, его параметры изменяются вследствие многих факторов, таких как температурные флуктуации молекул в среде или шум, как результат воздействия атмосферных и космических явлений. В исследовании рассматривается канал связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

Для сигналов 16-АФМ, применяемых в стандарте DVB-S2, при использовании критерия максимального правдоподобия, аналитическое выражение для вероятности битовой ошибки уровня третьего и четвертого бита (LSB, *Least Significant Bit* – младший значащий бит), выглядит следующим образом:

$$P_{b,LSB} = P_{b3} = P_{b4} = \frac{1}{2} \left(Q \left(\frac{4\sqrt{2}\gamma \sin \frac{\pi}{12}}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\frac{4\sqrt{2}\gamma \cos \frac{\pi}{12}}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\frac{4\gamma}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \sqrt{h^2_{bc}} \right) \right),$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – функция Гаусса; $h^2_{bc} = \frac{E_{bc}}{N_0}$, отношение E_{bc} – средней энергии, затрачиваемой для передачи одного бита, и N_0 – односторонней спектральной плотности шума.

Для уровня первого и второго бита (MSB, *Most Significant Bit* – старший значащий бит) $P_{b,MSB} = P_{b1} = P_{b2}$, при условии:

$$\max\left\{\sqrt{E_{m,1}} \cos \frac{\pi}{4}, \gamma\sqrt{E_{m,1}} \sin \frac{\pi}{12}\right\} < \eta < \gamma\sqrt{E_{m,1}} \cos \frac{\pi}{4}$$

аналитическое выражение выглядит следующим образом:

$$P_{b,MSB} = P_{b1} = P_{b2} \approx \frac{1}{4} \left(Q \left(\delta(\eta_E + \gamma \sin \frac{\pi}{12}) \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\delta(\eta_E - \gamma \sin \frac{\pi}{12}) \sqrt{h^2_{bc}} \right) + \right. \\ \left. + Q \left(\delta(\eta_E + \frac{1}{\sqrt{2}}) \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\delta(\eta_E - \frac{1}{\sqrt{2}}) \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\delta(\frac{\gamma}{\sqrt{2}} - \eta_E) \sqrt{h^2_{bc}} \right) + Q \left(\delta(\gamma \cos \frac{\pi}{12} - \right. \right. \\ \left. \left. - \eta_E) \sqrt{h^2_{bc}} \right) - Q \left(\delta(\frac{\gamma}{\sqrt{2}} + 2\eta_E) \sqrt{h^2_{bc}} \right) - Q \left(\delta(\gamma \cos \frac{\pi}{12} + 2\eta_E) \sqrt{h^2_{bc}} \right) \right),$$

где $\delta = \frac{4\sqrt{2}}{\sqrt{1+3\gamma^2}}$ и $\eta_E = \frac{\eta}{\sqrt{E_{m,1}}}$.

Отличие этой формулы от формулы, которую можно получить на основе верхней аддитивной границы, заключается в том, что она является приближенной во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум h^2_{bc} , а не только при $h^2_{bc} \rightarrow \infty$.

Для проверки аналитических выражений была разработана имитационная модель в среде Simulink (рис. 1) [6].

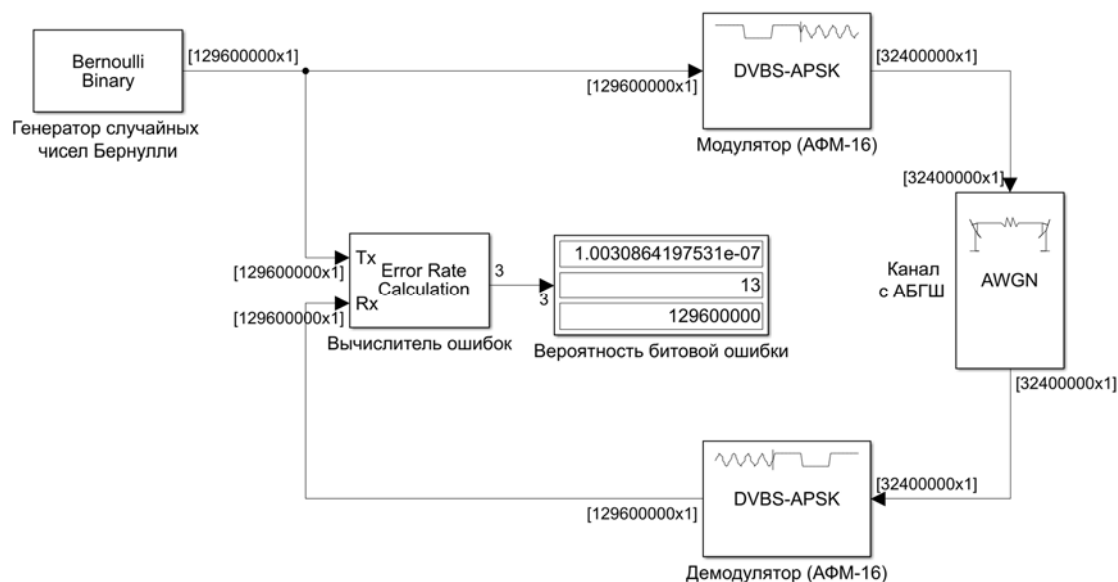


Рис. 1. Имитационная модель в системе моделирования Simulink

Для сгенерированного потока Бернулли, для каждого из ОСШ в диапазоне от 6 до 17 дБ проводилось 5 экспериментов. Эксперимент проводился для трех γ , используемых в стандарте DVB-S2.

Сравнение аналитической и имитационной моделей проведено численно в таблицах 1–3 и представлено графически, на рис. 2–5 (см. ниже).

Вывод

Из полученных результатов моделирования можно сделать вывод, что аналитически выведенная зависимость верна: вероятность битовой ошибки тем больше, чем больше отношение γ энергии второго уровня к энергии пер-

вого уровня [4]. В дальнейших работах будет рассмотрено помехоустойчивость, полученная для АФМ-16 в сравнении с КАМ-16. Кроме этого, актуальной является разработка более сложных моделей каналов связи с учетом кодирования, взаимных помех и т. д.

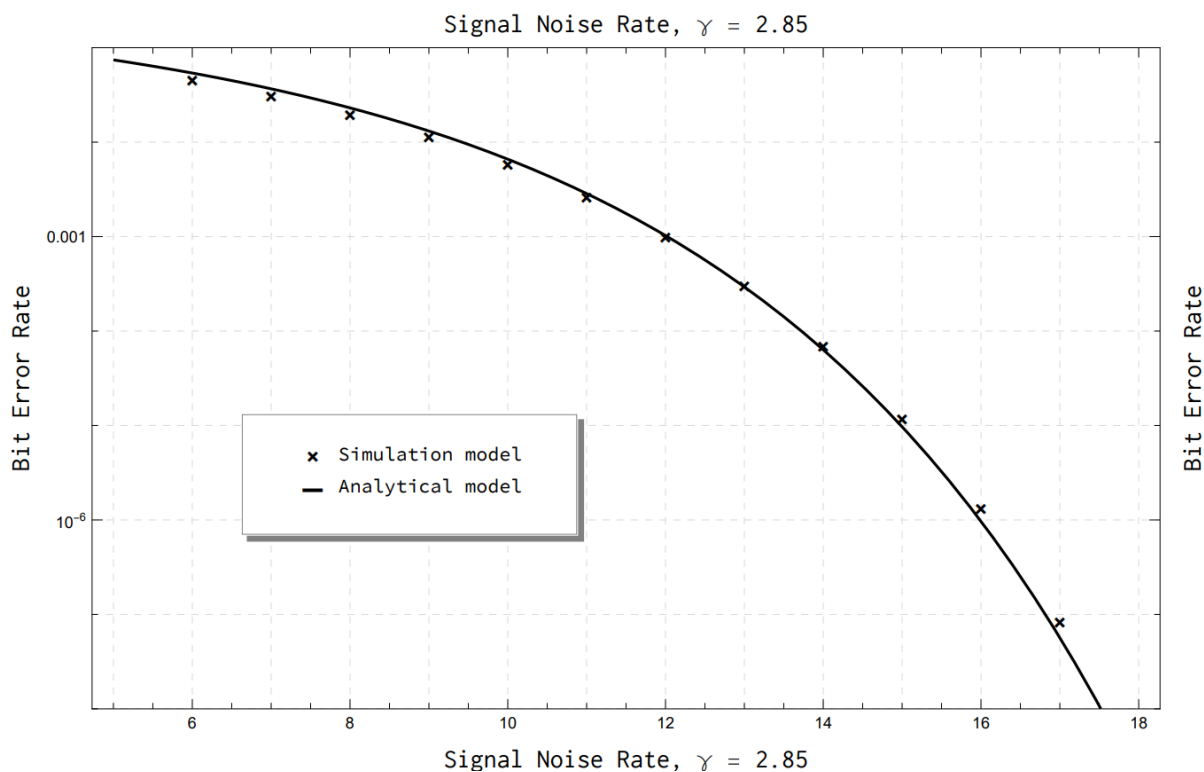


Рис. 2. Сравнение аналитической и имитационной моделей для $\gamma = 2,85$

ТАБЛИЦА 1. Результаты анализа для $\gamma = 2,85$

ОСШ	Имитационная модель	Аналитическая модель	Относительная ошибка, %
6	4,76186E-02	5,39368E-02	11,71
7	3,26901E-02	3,67162E-02	10,97
8	2,07488E-02	2,30672E-02	10,05
9	1,19865E-02	1,31215E-02	8,65
10	6,17183E-03	6,60233E-03	6,52
11	2,76239E-03	2,85622E-03	3,28
12	1,04019E-03	1,02617E-03	1,37
13	3,16850E-04	2,93479E-04	7,96
14	7,35417E-05	6,34224E-05	15,96
15	1,24306E-05	9,70554E-06	28,08
16	1,38889E-06	9,68542E-07	43,40
17	8,79629E-08	5,66687E-08	55,22

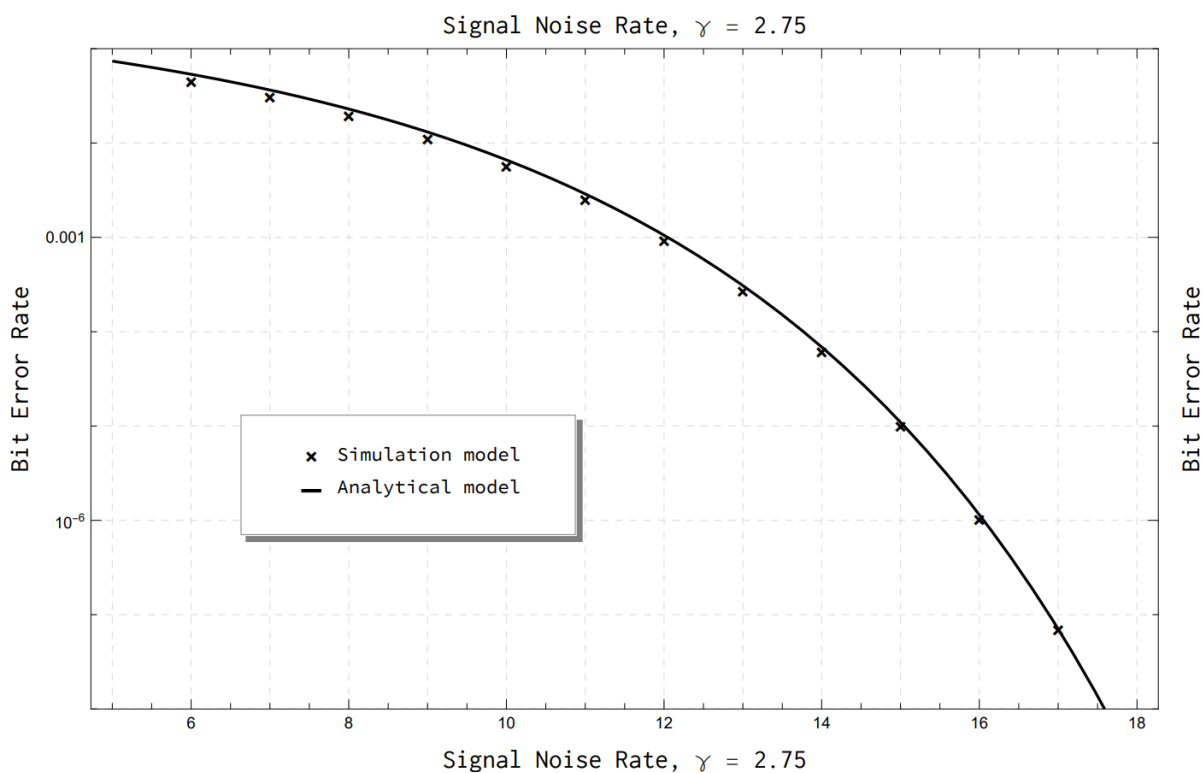


Рис. 3. Сравнение аналитической и имитационной моделей для $\gamma = 2,75$

ТАБЛИЦА 2. Результаты анализа для $\gamma = 2,75$

ОСШ	Имитационная модель	Аналитическая модель	Относительная ошибка, %
6	4,75656E-02	5,35837E-02	11,23
7	3,25625E-02	3,64831E-02	10,75
8	2,05560E-02	2,29460E-02	10,42
9	1,17757E-02	1,30870E-02	10,02
10	5,98717E-03	6,61891E-03	9,54
11	2,63037E-03	2,88947E-03	8,97
12	9,66326E-04	1,05363E-03	8,29
13	2,85384E-04	3,08243E-04	7,42
14	6,42917E-05	6,87858E-05	6,53
15	1,03904E-05	1,09728E-05	5,31
16	1,08951E-06	1,14920E-06	5,19
17	7,25309E-08	7,06698E-08	2,63

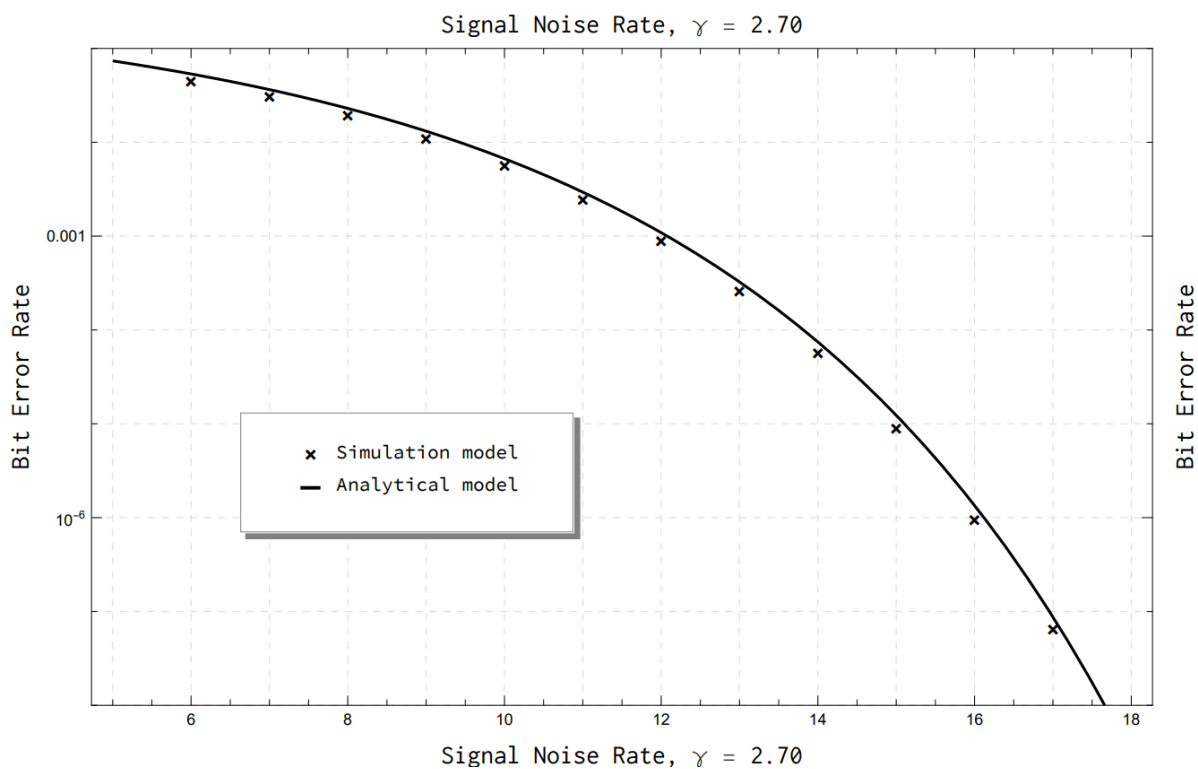


Рис. 4. Сравнение аналитической и имитационной моделей для $\gamma = 2,70$

ТАБЛИЦА 3. Результаты анализа для $\gamma = 2,70$

ОСШ	Имитационная модель	Аналитическая модель	Относительная ошибка, %
6	4,75943E-02	5,34902E-02	11,02
7	3,25383E-02	3,64551E-02	10,74
8	2,05076E-02	2,29718E-02	10,73
9	1,17068E-02	1,31459E-02	10,95
10	5,92231E-03	6,68626E-03	11,43
11	2,58181E-03	2,94534E-03	12,34
12	9,37859E-04	1,08893E-03	13,87
13	2,73889E-04	3,25027E-04	15,73
14	5,97562E-05	7,45575E-05	19,85
15	9,45833E-06	1,23248E-05	23,26
16	1,01389E-06	1,34854E-06	24,82
17	6,85185E-08	8,73848E-08	21,59

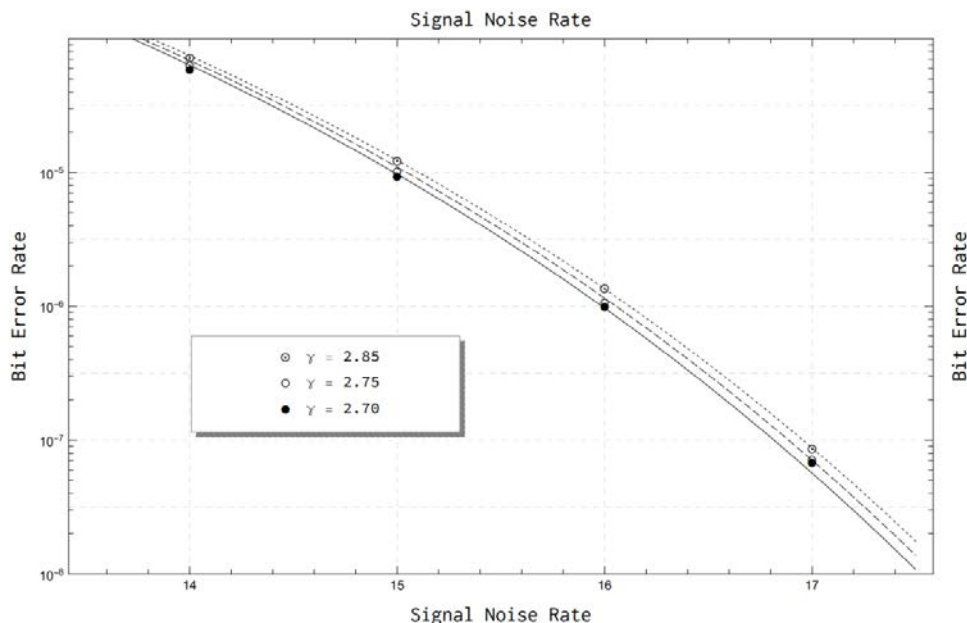


Рис. 5. Сравнение результатов моделирования и аналитических данных на высоких ОСШ

Список используемых источников

1. Зюко А. Г., Фалько А. И., Панфилов И. П., Банкет В. П., Иващенко П. В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации // Под ред. А. Г. Зюко. М. : Радио и связь, 1985. 272 с.
2. Савищенко Н. В. Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи : монография. СПб. : ВАС, 2012. 560 с.
3. ГОСТ Р 517721–2001. Телевидение вещательное цифровое интегрированный приемник-декодер системы спутникового цифрового телевизионного вещания второго поколения (DVB-S2). Основные параметры. Технические требования М. : Стандартинформ, 2020, 11с.
4. Савищенко Н. В., Африкантов И. Н., Капралов Д. Д., Остроумов О. А. Расчет вероятности битовой и символьной ошибок для канала связи при приеме сигнальных конструкций стандарта DVB-S2 // Информация и космос. 2015. № 1. С. 9–15.
5. Прощенок Э. В., Родионов А. Ю. Анализ современных видов манипуляции сигнала беспроводных систем связи // Вестник СибГУТИ. 2022. № 4. 43с.
6. Бураченко Д. Л., Савищенко Н. В. Геометрические модели сигнально-кодовых конструкций. СПб. : ВАС, 2012. 388 с.
7. Глушанков Е. И., Пуршель В. В. Исследование сигнально-кодовых конструкций на основе МКМ с ТК/КАМ // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 135–138.
8. Gallager R. G. Low Density Parity Check Codes // Sc. D. Thesis, Department of Electrical Engineering, MIT, Cambridge, Mass. 1960.
9. William H. Tranter, K. Sam Shanmugan Theodore S. Rappaport Kurt L. Kosbar. Principles of communication systems simulation with wireless applications // Professional Technical Reference Upper Saddle River, New Jersey, 2003.

УДК 006.924.4
ГРНТИ 29.33.49

МОДЕРНИЗАЦИЯ КВАНТОВОГО СТАНДАРТА ЧАСТОТЫ С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ

К. Г. Аринушкина, В. В. Давыдов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Развитие систем передачи информации, спутниковых навигационных систем, систем метрологической службы ведет к необходимости в постоянной модернизации используемых в настоящее время квантовых стандартов частоты. В работе представлен метод модернизации квантового стандарта частоты с целью улучшения кратковременной стабильности. Экспериментальные исследования метрологических характеристик квантового стандарта частоты с лазерной оптической накачкой показали эффективность применения новой разработки.

шкала времени, стандарты частоты, автоматическая подстройка частоты, атомно-лучевая трубка

Разнообразные академические исследования последних десятилетий дали возможность сделать квантовые стандартные частоты (КСЧ) основой высокостабильных, прецизионных, спектрально чистейших электрических сигналов. Полученная точность, а также стабильность частоты дали возможность результативно применять КСЧ в качестве синхронизирующих генераторов в технике связи, а также аппаратах передачи данных, а кроме того, применять их в качестве источников сигналов в радиоизмерительной технике.

В настоящее время в мире не прекращает совершенствоваться использование спутниковых навигационных систем (СНС) в различных сферах человеческой деятельности.

За последние 10 лет в Российской Федерации стремительно формируется СНС ГЛОНАСС, и как демонстрирует практика, имеет высокую правильность установления местоположения и имеет высокую конкурентоспособность по сравнению с американскими, европейскими и китайскими системами [1, 2]. Непрерывное расширение круга задач, решение которых должны обеспечивать СНС требует, как разработки новых систем, так и модификации существующих. Также с развитием техники меняется состав используемых радиоэлектронных средств. Все это требует постоянной модернизации КСЧ [3].

Решение проблемы прецизионной синхронизации ребордных шкал времени потребовало установки на спутниках высокостабильных устройств

синхронизации. Улучшить характеристики точности навигационной системы, в частности, при определении местоположения в настоящем масштабе, времени, с ошибкой не более 1 м, кроме увеличения степени надежности его работы, значительно зависит от увеличения точности метрологических характеристик КСЧ.

С целью решения данной трудности ведется усовершенствование работы атомных часов.

Процедура исследования КСЧ новейшего вида в основе базовых академических изучений и внедрения их в практику является достаточно длительным процессом [3, 4]. Исследование и внедрение требует больших финансовых средств, по этой причине в ряде случаев для решения конкретных задач навигации ведутся изучения с целью модернизации единичных конструкций и блоков. В данной работе рассматривается модернизация блока системы автоподстройки частоты с помощью ввода устройства термокомпенсации.

В лазерных стандартах частоты подбирается подходящий атомный, ионный или молекулярный переход, при котором для его возбуждения используется лазер с перестраиваемой длиной волны. Это помогает добиться максимально возможной точности эталона. Стандарт частоты с лазерной накачкой на атомах цезия-133 работает по принципу подстройки частоты кварцевого генератора к частоте атомного перехода цезия-133. Для реализации отмеченной подстройки частоты кварцевого генератора на атомную лучевую трубку (АЛТ), заполненную атомами цезия-133 подается СВЧ сигнал [4, 5].

Выходной сигнал атомно лучевой трубки содержит стабильную, а также неустойчивую часть, которая характеризует несоответствие сигнала среднему значению составляющей сигнала ошибки. Данный сигнал с помощью устройства управления (УУ) преобразуется в управляющее напряжение, поступающее на варикап точной подстройки частоты УУ кварцевым генератором. Система АПЧ создает управляющее напряжение величины, а также полярности, позволяющих возместить уход действительного (реального) значения частоты кварцевого генератора сравнительно значению, которое соответствует частоте атомного перехода атомно лучевой трубки (5 МГц). На рис. 1. представлено устройство КСЧ с лазерной накачкой [6, 7].

Выходное напряжение УУ кварцевым генератором поступает на варикап подстройки частоты кварцевого генератора. Изменение напряжения на варикапе КГ приводит к изменению частоты КГ а также, к изменению частоты СВЧ сигнала на входе АЛТ. Далее это приводит к изменению напряжения на выходе АЛТ в согласовании с резонансной кривой. От температуры окружающей среды находится в зависимости напряжение, которое подается на УУ в схеме автоматической подстройки частоты, а также

напряжение, подаваемое на кварцевый генератор. Данные зависимости приводят к рассогласованию частот СВЧ сигнала, а также атомного перехода, что приводит к просчетам в согласовании спутниковых временных шкал. Причем это процесс происходит независимо от того используется ли в КСЧ высокостабильное лазерное излучение или магнитное поле для создания инверсии населенности в АЛТ [7].

Модернизация этого устройства позволяет улучшить метрологические характеристики всей системы КСЧ, поскольку сигнал от этого блока используется в других функциональных устройствах, включая преобразователи частоты и синтезаторы частоты, формирующие СВЧ-сигналы для квантового дискриминатора. Свойства этих сигналов напрямую влияют на метрологические свойства системы КСЧ. На рис. 2 также показана зависимость изменения значения дисперсии Аллана $\sigma_y(\tau)$ от времени t для обновленной и ранней конструкций КСЧ. В итоге видно, что в случае ухода зависимости $U(T)$ в нелинейный вид, возникают вспомогательные погрешности. В новой исследованной концепции автоподстройки частоты данная ошибка устранена [7].

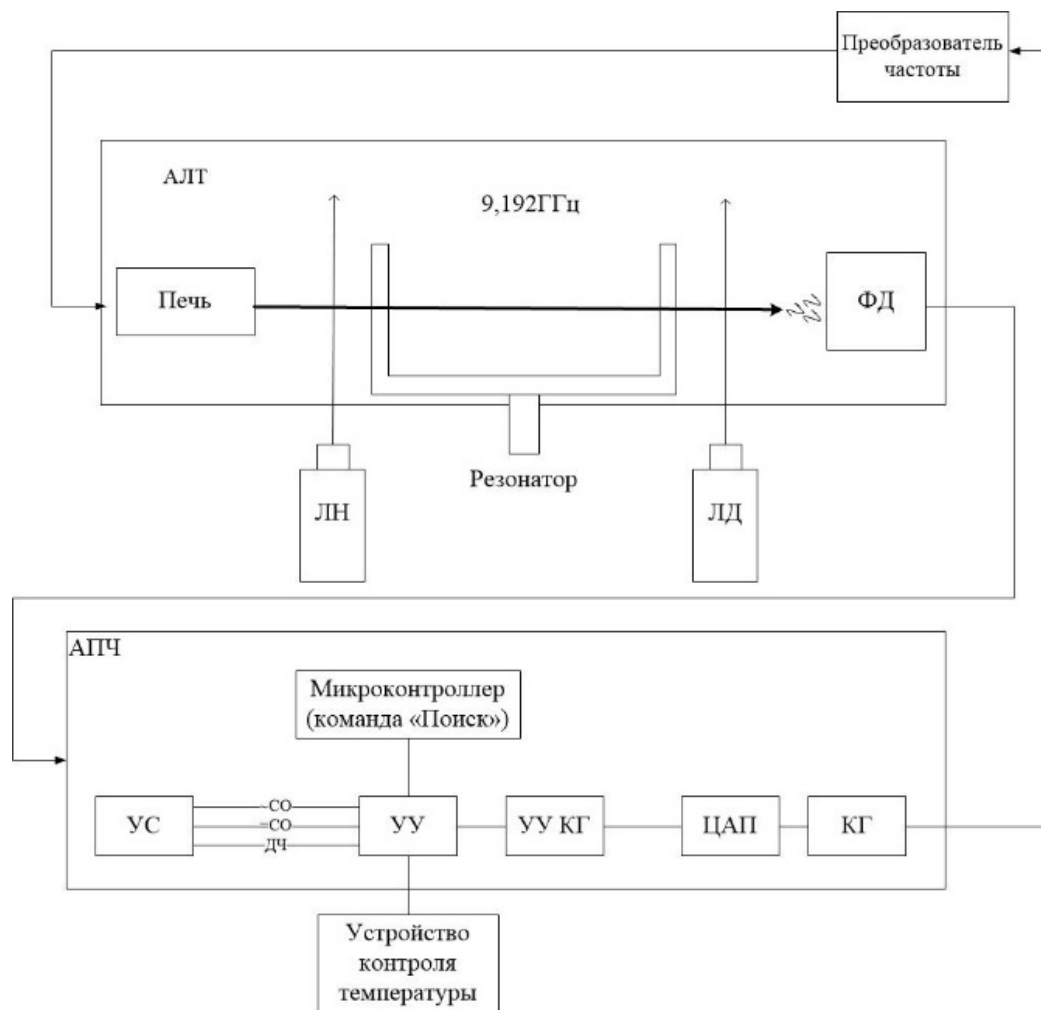


Рис. 1. Устройство КСЧ с лазерной накачкой

В результате разработки устройства для компенсации температурного коэффициента частоты температурная чувствительность снизилась в 6 раз, что позволяет улучшить синхронизацию спутниковой шкалы времени навигационной системы, при этом уменьшить погрешность согласования шкалы времени, что позволяет уменьшить ошибку геолокации для соответствия новым требованиям.

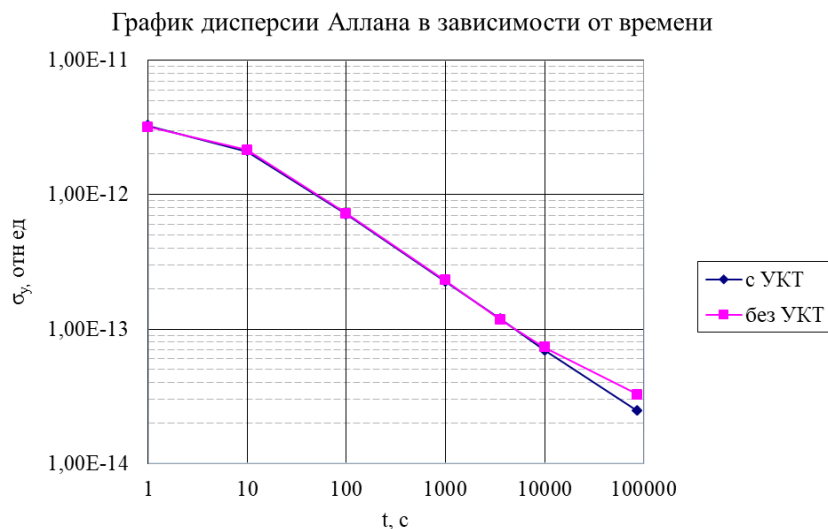


Рис. 2. График зависимости значений дисперсии Аллана σ_y от времени t

Кроме этого было определено улучшение метрологических свойств в роли суточной стабильности частоты выходного сигнала стандарта частоты на 25 %. Проведенные исследования демонстрируют результативность применения системы автоматического регулирования частоты с устройством термокомпенсации.

Список используемых источников

1. Riehle F. Frequency standards: Basics and applications. Weinheim: Wiley-VCH Verlag, 2005. 540 p.
2. Almat N., Pellaton M., Moreno W., et al., “Rb vapor-cell clock demonstration with a frequency-doubled telecom laser,” // Appl. Opt. vol. 57, pp. 4707, April. 2008.
3. Донченко С. И., Щипунов А. Н., Динисенко О. В., Блинов О. Ю., Фетодотов В. Н., Сильвестров В. С. Текущее состояние и перспективы развития средств фундаментального и метрологического обеспечения системы ГЛОНАСС // Измерительная техника. 2018. № 1. С. 3–8.
4. Bandi T., Affolderbach C., Calosso C. E., et al., “High-performance laser-pumped rubidium frequency standard for satellite navigation,” // Electron. Lett. Vol. 47, pp. 698–699. May 2001.
5. Myazin N. S., Dudkin V. I., Grebenikova N. M., Davydov R. V., and Podstrigaev A. S. “Fiber – optical system for governance and control of work for nuclear power stations of low power,” // Lecture Notes in Computer Science, vol. 11660, pp. 744–756, September 2019.

6. Петров А. А., Давыдов В. В., Шабанов В. Е., Залетов Д. В. Цифровой синтезатор частоты для квантового стандарта частоты на атомах цезия-133 // НТВ СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, НТВ-ИТУ. 2013. № 186. С. 45–52.

7. Аринушкина К. Г. Разработка устройства для компенсации температурного дрейфа частоты выходного сигнала в цезиевых атомных часах: дис. магистра 11.04.01 / Аринушкина К.Г. СПб., 2022. 59с.

УДК 544.234
ГРНТИ 47.09.41

ПЬЕЗООПТИЧЕСКИЙ МАТЕРИАЛ НА ОСНОВЕ ОКСИДОВ РЕДКОЗЕМЕЛЬНЫХ МЕТАЛЛОВ И ИХ СМЕСЕЙ

А. И. Арсирий

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Собраны данные о материалах на основе оксидов редкоземельных элементов тантала, неодима и магния, а также смесей и твердых растворов на их основе, проявляющих пьезооптические свойства и находящихся как в кристаллическом, так и в аморфном состоянии. Приведены важнейшие параметры, свойства и их зависимость от размерных и технологических характеристик. Описаны факторы, оказывающие основное влияние на пороги чувствительности материала к внешнему воздействию.

твердые растворы, оксиды, свойства электрические и пьезооптические.

Пьезооптический материал – это материал, который обладает свойством изменения показателя преломления света под действием механических напряжений, т. е. увеличивать или уменьшать скорость распространения световой волны. Такие материалы находят широкое применение в оптических системах, где требуется чрезвычайно высокая точность управления параметрами света, например, в системах голографии, в фотографии, в квантовой оптике и др.

Одной из интересных групп материалов, обладающих пьезооптическими свойствами, являются композиции на основе оксидов щелочноземельного магния (MgO) и редкоземельных тантала (Ta_2O_5) и неодима (Nd_2O_3). Материалы на основе этих оксидов и их смесей могут реализовываться с различной структурой – в виде стекла и твердых растворов на основе этих соединений [1].

Добавление оксида тантала в состав кварцевого стекла – Ta_2O_5/SiO_2 , позволяет получить материал, который обладает высокой пьезооптической чувствительностью и хорошей устойчивостью при высоких температурах. Такой материал может иметь различное соотношение тантала и кремния в зависимости от его применения. Однако, обычно, материал содержит около 15 % Ta_2O_5 и 85 % SiO_2 . При этом, данное соотношение обеспечивает наилучшее сочетание механических, термических и оптических свойств.

Основным свойством танталового стекла является пьезооптическая чувствительность, т. е. способность материала изменять показатели преломления света под воздействием механического напряжения. Коэффициент пьезооптической чувствительности данного материала находится в диапазоне $2 \cdot 10^{-9} \text{ Па}^{-1}$ до $5 \cdot 10^{-9} \text{ Па}^{-1}$, что является очень высоким показателем и делает материал очень привлекательным для применения в различных оптических системах [2].

Также Ta_2O_5/SiO_2 обладает высокими оптическими свойствами. Показатель преломления для этого материала находится в диапазоне от 1,45 до 1,49 в зависимости от процентного содержания Ta_2O_5 . Значение коэффициента светопропускания при этом достигает более 98 % в диапазоне длин волн от 400 до 1600 нм. Благодаря этим свойствам материал может использоваться в системах оптической связи, в оптических приборах, элементах квантовой оптики и др.

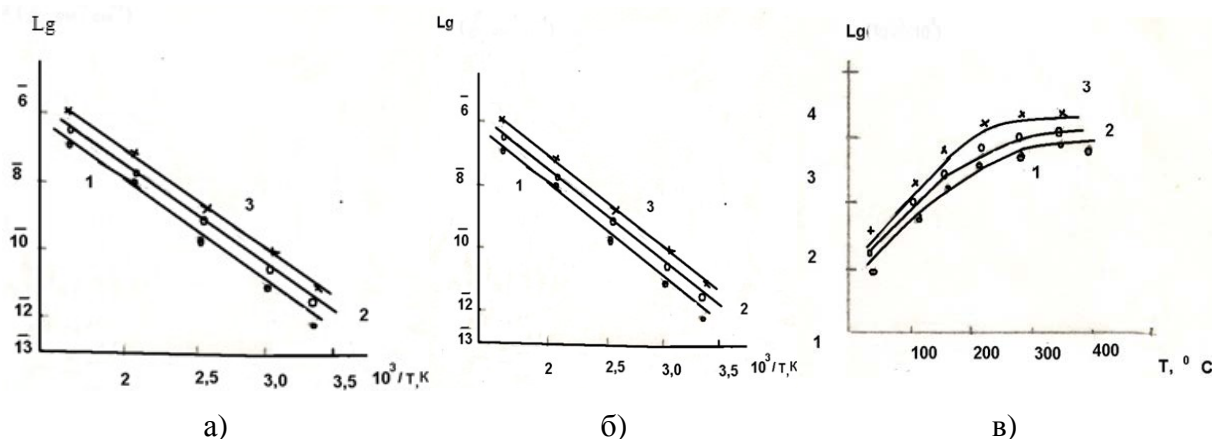
Кварцевые стекла, содержащие оксид тантала, обладают также и хорошими механическими свойствами, которые делают его устойчивым не только при нормальных условиях эксплуатации, но и при высоких температурах. Модуль упругости для данного материала находится в диапазоне от 70 до 94 ГПа, что является относительно высоким показателем. Также материал обладает высокой термической стабильностью, которая обусловлена его высоким коэффициентом термического расширения, равным $2,3 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$ [3].

Твердые растворы на основе смесей оксидов системы $MgTa_2O_6-NdTa_3O_9$ имеют искаженную структуру пирохлора и в основном находят применение как кристаллические пьезоэлектрики или диэлектрики.

На рис. 1 (а-в) (см. ниже) представлены температурные зависимости проводимости, диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь в интервале температур от комнатной до 400°C образцов составов из области твердых растворов.

Проводимость во всем интервале температур экспоненциально зависит от $1/T$. Проводимость магнийсодержащих твердых растворов объясняется внесением с $MgTa_2O_6$ дополнительных вакансий в структуру, так как Mg^{+2} занимает октаэдр, так же, как и Ta^{+5} , а не только кубооктаэдр, что не уменьшает количество катионных вакансий. Энергия активации $NdTa_3O_9$ и твердых растворов на его основе составляет 0,56 эВ, что соответствует,

анионной проводимости в этом температурном диапазоне. Релаксационный максимум на зависимости ε от температуры для твердых растворов смещается в область низких температур с ростом содержания $MgTa_2O_6$. Диэлектрическая проницаемость твердых растворов при комнатной температуре составляет около 40–50. Диэлектрические потери твердых растворов несколько выше, чем у $NdTa_3O_9$, т. е. введение катиона Mg^{+2} в метатанталат неодима не приводит к улучшению электрических характеристик [4].



1 – $NdTa_3O_9$, 2 – 5 мол. % $MgTa_2O_6$, 3 – 10 мол. % $MgTa_2O_6$

Рис. 1. Температурная зависимость электрических свойств в системе $MgTa_2O_6-NdTa_3O_9$: а) проводимости, б) диэлектрической проницаемости, в) диэлектрических потерь

Таким образом, можно прогнозировать позитивный итог исследования композиционных материалов на основе аморфно-кристаллических твердых систем (ситаллов), в состав которых будут включены оксиды магния – как весьма подвижного катиона, тантала и неодима – как компонентов, придающих стабильность структуре материала.

Список используемых источников

1. Кузнецов Д. Е., Жихарева И. Г. Пьезооптические свойства некоторых оксидов металлов // Физика твердого тела. 2010. Т. 52. N 11. С. 2197–2202.
2. Шабанов В. Ф., Кадышев М. А. Применение пьезооптики в измерительной технике // Измерительная техника. 2013. N 10. С. 34–38.
3. Матвеев Ф. Ф., Попов А. В. Пьезосканирующий пробирный микроскоп // Физика твердого тела. 2015. Т. 57. N 9. С. 1720–1723.
4. Лаптев Д. В., Макаренко А. С. Пьезооптика двумерных материалов // Физика твердого тела. 2019. Т. 61. N 7. С. 1217–1222.

УДК 621.396.99
ГРНТИ 49.33.29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Н. А. Афанасьев, Е. И. Глушанков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Уже давно для организации связи используются спутниковые линии связи. А в настоящее время все чаще используются спутниковые группировки на низкой околоземной орбите за счет меньших задержек и возможности полного покрытия земной поверхности. Предлагается рассмотреть пространственно-временное разнесение при движении космических аппаратов в качестве элементов синтезированной апертуры на низком околоземном аппарате. В статье предложен алгоритм пространственной обработки сигналов в адаптивных антеннах с синтезированной апертурой на низкоорбитальных космических аппаратах, и оценивается помехоустойчивость при разном уровне помех и количестве элементов апертуры.

алгоритм адаптации, синтезированная апертура, адаптивный фильтр, регуляризация, вектор весовых коэффициентов.

Одним из методов повышения помехоустойчивости радиолокации и радионавигации является пространственно-временная обработка сигналов (ПВОС) в антеннах с синтезированной апертурой (СА) [1]. Так же возможно использование адаптивной системы ПВОС, то есть применение адаптивных антенн с СА [2, 3]. Для низкоорбитальных космических аппаратов (НКА) радиолокационной разведки (РЛР) типа FIA Radar существенным фактором является скорость сходимости алгоритма, за счет скорости движения космического аппарата (КА), составляющей порядка 6 км/с [4]. Время работы данных аппаратов в определенных зонах составляет 2–3 минуты, а повторное прохождение может быть произведено не раньше, чем через 100 минут для того же спутника, что увеличивает значимость повышения помехоустойчивости данных систем.

Основываясь на представлении, предложенном в [2], запишем в общем виде сигнал на входе антенной системы i -й момент времени:

$$x(t_i) = S(t_i) \exp(-j\phi_s(t_i)) + \sum_{k=1}^N p_k(t_i) \exp(-j\phi_{pk}(t_i)),$$

где $S(t_i)$, $p_k(t_i)$ – функции, определяющие форму огибающей сигнала и помех; $\phi_s(t_i)$, $\phi_p(t_i)$ – фазовые составляющие сигнала, описываемые следующим образом [1]:

$$\begin{aligned}\phi_s(t_i) &\approx w_{0s}t_i - \frac{2\pi R_{0si}}{\lambda_s} + \frac{2\pi vt_i}{\lambda_s} \sin \theta_{si} - \frac{\pi v^2 t_i^2}{\lambda_s R_{0si}} \cos^2 \theta_{si} + \phi_{sl}(t_i); \\ \phi_p(t_i) &\approx w_{0p}t_i - \frac{2\pi R_{0pi}}{\lambda_p} + \frac{2\pi vt_i}{\lambda_p} \sin \theta_{pi} - \frac{\pi v^2 t_i^2}{\lambda_p R_{0pi}} \cos^2 \theta_{pi}.\end{aligned}$$

В данном случае $w_{0s}t_i$, $w_{0p}t_i$ – это линейно изменяющиеся со временем фазовые сдвиги относительно несущей частоты сигнала и помехи; $\frac{2\pi R_{0si}}{\lambda_s}$, $\frac{2\pi R_{0pi}}{\lambda_p}$ – фазовые сдвиги, обусловленные временем распространения сигналов от станции до КА, для НКА это от 500 до 2000 км; $\frac{2\pi vt_i}{\lambda_s} \sin \theta_{si}$, $\frac{2\pi vt_i}{\lambda_p} \sin \theta_{pi}$ – линейные составляющие изменения фазы сигнала и помехи, обусловленные доплеровским смещением частоты, вызванных движением источника и спутника; $\frac{\pi v^2 t_i^2}{\lambda_s R_{0si}} \cos^2 \theta_{si}$, $\frac{\pi v^2 t_i^2}{\lambda_p R_{0pi}} \cos^2 \theta_{pi}$ – квадратичные составляющие изменения фазы сигнала и помехи; $\phi_{sl}(t_i)$ – информационная составляющая фазы сигнала.

Предполагается, что мощность помеховой составляющей имеет более высокий уровень относительно полезного сигнала на входе СА, из чего определяется оптимальное значения вектора весовых коэффициентов (ВВК) [5]:

$$W = b \widehat{M}^{-1} S_{\text{оп}}, \quad (1)$$

где b – произвольное число, не равное нулю; $S_{\text{оп}}$ – значение вектора опорного сигнала, определяемого углом прихода полезного сигнала; \widehat{M} – оценка матрицы ковариации помех вида $M_{pp} = E[pp^T]$, P – вектор помех (при превышении уровня помех над сигналом можно принять, что $p = x$, E – символ математического ожидания, T – знак транспонирования матрицы).

Основываясь на предположении, что координаты источника полезного сигнала либо априорно известны, либо определены известными методами [5], в качестве вектора опорного сигнала используется вектор, характеризующий направление прихода полезного сигнала:

$$S_{\text{оп}}(k) = [e^{-j\phi k_1}, e^{-j\phi k_2}, \dots, e^{-j\phi k_N}],$$

где N – число, определяющее размер синтезируемой апертуры; k – величина, определяющая положение отрезка наблюдения на линии синтеза; ϕk_i – значение фазы полезного сигнала на входе антенны в момент дискретного отсчета времени k_i .

Размерность соответствующих матриц и векторов определяется числом отсчетов, используемых при синтезировании апертуры. Значение достаточной статистики, определяющее оценку полезного сигнала на выходе устройства обработки, определяется по формуле $y(k) = W^T(k)x(k)$.

Обычно максимально правдоподобная оценка матрицы M , которая используется в (1) для определения ВВК, находится из выражения:

$$\widehat{M} = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^N x(k)x^T(k),$$

где N – число выборки.

Для хорошей обусловленности матрицы \widehat{M} требуется, чтобы $N \geq L$ (L – размерность ВВК). Иначе ($N < L$) матрица будет вырожденной или плохо обусловленной. Однако при применении алгоритма непосредственного обращения матрицы (1) целесообразно выбирать $N = 1$, т. е. осуществлять мгновенную оценку матрицы, в связи с перемещением КА и необходимостью определения оценки полезного сигнала в реальном времени. Поэтому в данном случае ковариационная матрица \widehat{M} всегда вырожденная.

Для предотвращения расходимости алгоритма ПВОС при вырожденной матрице \widehat{M} целесообразно использовать метод регуляризации [3]. В данном случае мгновенная оценка матрицы M определяется в каждый момент времени как

$$\widehat{M} = \alpha I + xx^T,$$

где $\alpha > 0$ – параметр регуляризации; I – единичная матрица.

Расчет влияния помех на полезный сигнал в системе определяется по формуле:

$$W1 = \frac{W^T * S * S^T * W}{W^T * \sum_{k=1}^N p_k * (\sum_{k=1}^N p_k)^T * W}.$$

По итогам реализации модели время для снятия отсчетов составило 10 мкс, для спутниковой группировки FIA Radar, работающей в X диапазоне.

Далее приведены результаты работы алгоритма адаптивной фильтрации для синтезированной апертуры размером 5 и 10 элементов. На рисунках указаны позиции источников сигнала и помехи (широта, долгота, высота) и угол между ними (азимут).

На рис. 1 видно, что с увеличением отношения сигнал/помеха отличие элементов ВВК друг от друга начинает уменьшаться.

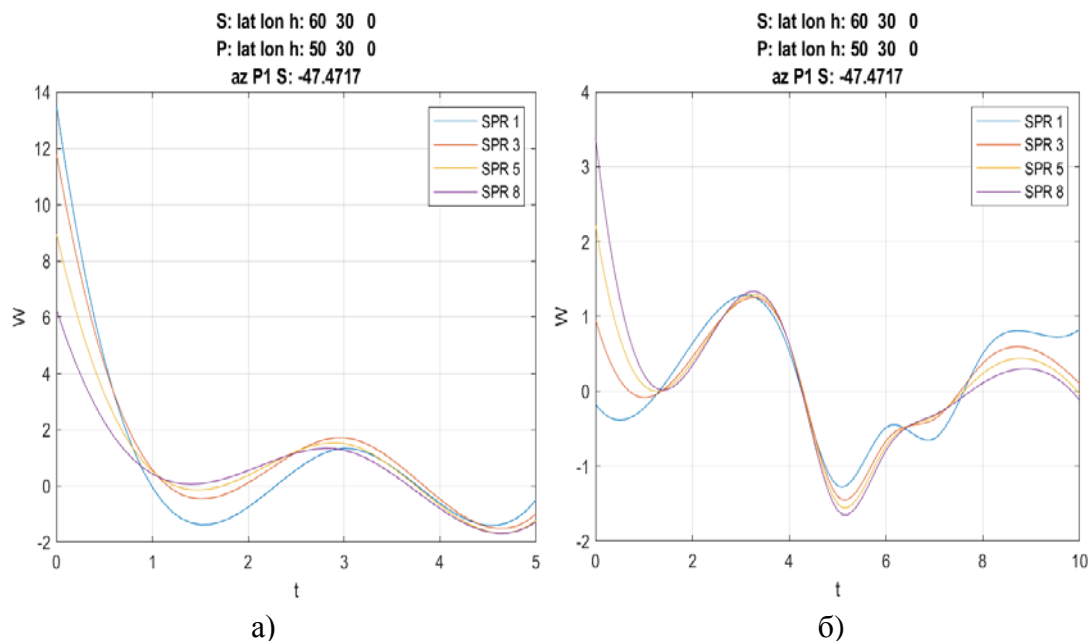


Рис. 1. График сравнения ВВК для разных отношений сигнал помеха для 5 (а) и 10 (б) элементной САР

На рис. 2 представлена зависимость мощности помехи от отношения сигнал/помеха для разной длины САР.

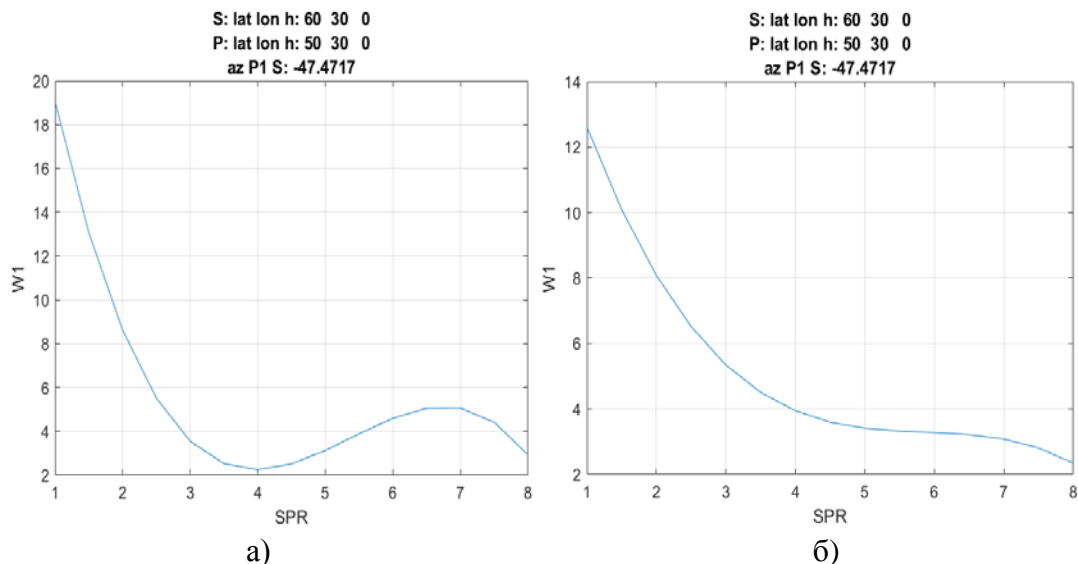


Рис. 2. Зависимость мощностей от отношения сигнал/помеха для 5 (а) и 10 (б) элементной САР

На рис. 3 представлены диаграммы направленности апертуры для разной длины САР.

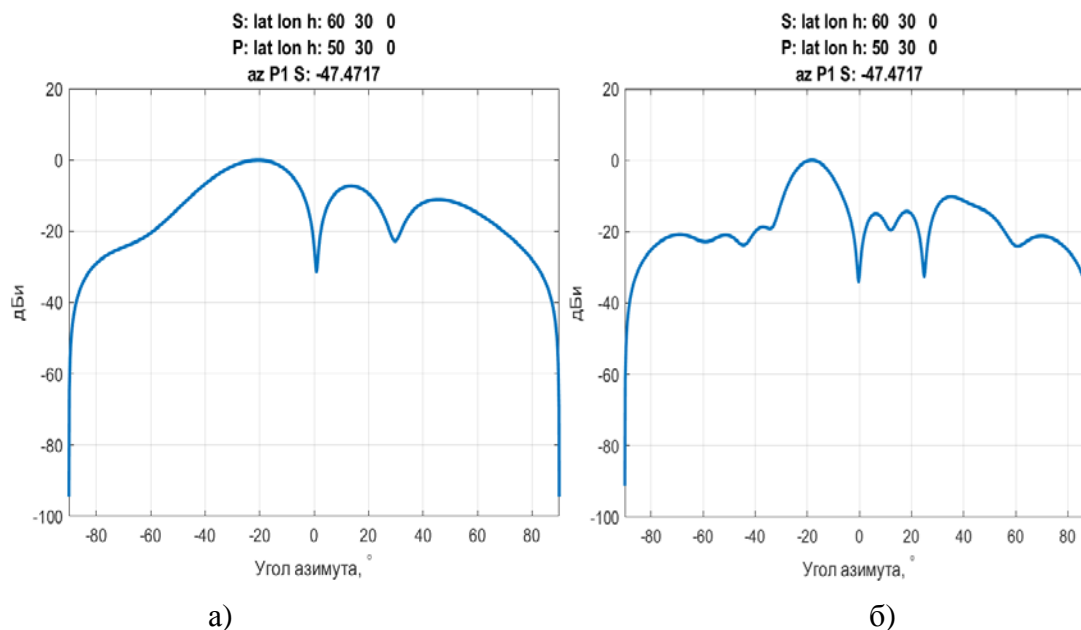


Рис. 3. Диаграмма направленности для 5 (а) и 10 (б) элементной САР

Из результатов видно, что регуляризованный алгоритм адаптации антенных систем с синтезированной апертурой обладает высоким качеством и может быть рекомендован для применения в системах РЛР, находящихся на НКА. А увеличение количества элементов САР позволяет уменьшить влияние помех на полезный сигнал путем адаптивной обработки сигнала.

Список используемых источников

1. Караваев В. В., Сазонов В. В. Основы теории синтезированных антенн. М. : Сов. Радио, 1974. 168 с.
2. Родимов А. П., Глушанков Е. И., Кобин С. В. Адаптивная пространственно-временная обработка радиосигналов в антенных системах с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. № 3. С. 640–642.
3. Журавлев А.К., Хлебников В.А., Родимов А.П. Глушанков Е. И., Кобин С. В. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л. : Издательство ЛГУ, 1991. 544 с.
4. Афанасьев Н. А., Глушанков Е. И. Регуляризованный алгоритм адаптации антенн с синтезированной апертурой для помехоустойчивости радиотехнических систем на низкой околоземной орбите // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2022). Сборник лучших докладов Всероссийской научно-технической и научно-методической конференции магистрантов и их руководителей. СПб. : СПбГУТ, 2023. С. 139–143.
5. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. : ЛЕНАНД, 2022. 240 с.

УДК 654.1
ГРНТИ 49.43.29

РАЗРАБОТКА СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ДЕТЕКТОРОВ ПРЕАМБУЛ КАНАЛА СЛУЧАЙНОГО ДОСТУПА СИСТЕМ СВЯЗИ 4-ГО И 5-ГО ПОКОЛЕНИЙ

И. А. Бабанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Детализируется задача организации и тестового стенда для проведения натуральных испытаний, приводятся и раскрываются требования, предъявляемые к подобной системе. Обосновывается выбор оборудования в составе стенда. Приводятся анализ нескольких возможных вариантов организации подобного стенда и обосновывается выбор финальной конфигурации. Показаны начальные результаты практического эксперимента и их соотношение с полученными ранее данными имитационного моделирования.

4G LTE, PRACH, PSS, MatLab, srsRAN, Lte Toolbox.

В стандартах 4G Lte и 5G NR в качестве преамбулы случайного доступа используются ZC – последовательность различной длинны. На конференции АПИНО-2021 был представлен доклад показывающий, что корреляционные свойства последовательностей различны в зависимости от используемых при их построении корней [1]. Основываясь на этих результатах было проведено исследование качества детектора преамбул реализованного в одной из имплементаций БС стандарта Lte. На конференции АПИНО-2022 были представлены результаты исследования качества детектора преамбул на основе моделирования в среде MATLAB [2].

Дальнейшим направлением исследования является переход к проведению тестирования с использованием реального радиоканала. Для этого прежде всего должна быть решена задача построения тестового стенда для проведения подобных экспериментов. Логическая схема подобного стенда представлена на рис. 1.

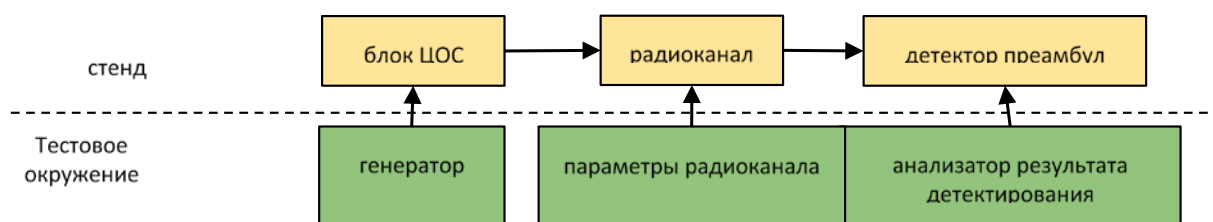


Рис. 1. Логическая схема тестового стенда

Таким образом несложно заметить, что тестовый стенд состоит из двух областей, первая из которых это тестовое окружение. В качестве тестового окружения как правило выступают программные компоненты, предназначенные для генерации тестовых воздействий, в нашем случае генерации преамбул и частично наложение условий радиоканала на сгенерированный сигнал. Дополнительно часть условий радиоканала реализуется непосредственно на оборудовании стенда.

Непосредственно сам стенд состоит из передающего устройства, способного по программно-сгенерированной форме сигнала осуществить цифро-аналоговое преобразование и излучать в эфир или в радио-кабель преобразованный сигнал. Посредством радио-проводов или через эфирную антенну сигнал передается на устройство, выполняющее функцию детектирования сигнала и результат детектирования возвращается в тестовое окружение для анализа корректности детектирования.

При построении тестового стенда предполагалось тестирование по методике «черного ящика», а значит тестируемое устройство должно работать как в случае работы в реальной сети LTE. Особенностью такого режима работы является прием преамбулы в строго заданные промежутки времени. Время приема преамбулы зависит от конфигурации канала случайного доступа (RACH) и определяется в спецификации 3GPP [3, 4]. Все возможные конфигурации канала RACH приведены в таблице [5.7.1-2].

Таким образом видно, что появляется требование к аппаратной, составляющей стенда: это возможность осуществлять передачу сгенерированной преамбулы или набора преамбул в заданное время в соответствии с конфигурацией канала RACH, настроенной на базовой станции (БС). Кроме этого требования, также можно выделить требование осуществлять передачу на заданной частоте восходящего канала, настроенной в соответствии с конфигурацией БС.

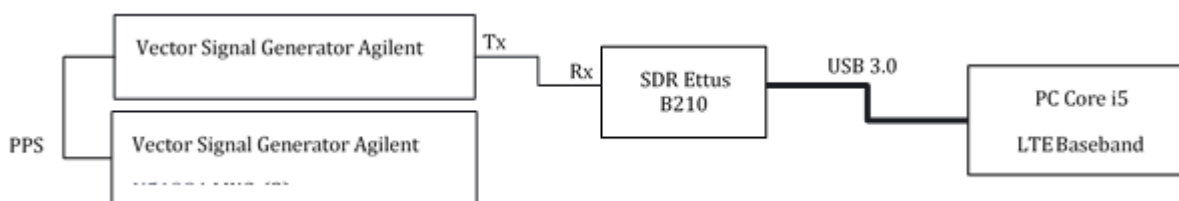


Рис. 2. Схема стенда вариант-1

В качестве первого эксперимента стенд был собран по схеме, приведенной на рис. 2. Во всех схемах организации стенда, сгенерированная в среде MatLab форма сигнала канала RACH подавалась на векторный генератор (1). В качестве параметров для генерации сигнала в MatLab задавалась конфигурация канала RACH, выбранная для передачи преамбула или набор преамбул. Кроме того, со стороны MatLab осуществлялась настройка

и управление параметрами векторного генератора (1). Конфигурируемые параметры приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры настройки стенда

Параметр	Описание	Диапазон	Значение
ZeroCorrZoneConfig	Величина циклического сдвига ZC-последовательности	0–15	15
SeqIdx	Индекс корня ZC-последовательности	0–839	837
PreambIdx	Индекс используемой преамбулы	0–63	11
PrachConfigurationIdx	Индекс конфигурации PRACH	1–14	4
CenterFreq	Центральная частота для передачи преамбулы	0–6 ГГц	2560
Ampd	Мощность сигнала	–140 – 30 Dbm	–102

В отличие от реальной сети и реальной МС, в данном случае векторный генератор (1) никак не связан с БС. И векторный генератор, и плата программно определяемого радио работают от внутреннего задающего генератора. Генератор (2) используется для выдачи стартового сигнала для генератора (1). Задача генератора (1) выдать радио-сэмплы сгенерированного сигнала в момент, когда БС ожидает передачу преамбул RACH от МС. В конфигурации БС это задается параметром PrachConfigurationIdx и полная таблица возможных конфигураций приводится в [3]. В нашем случае использовалась конфигурация с передачей преамбулы в 4-ом сабфрейме любого из фреймов.

Для того чтобы осуществить передачу преамбулы во время нужного интервала, на передающем генераторе (1) должна быть настроена задержка передачи, между получением стартового сигнала и началом передачи. Так как генераторы приемника и передатчика не синхронизированы в этом случае значение задержки должно быть настраиваемо индивидуально при каждом запуске. Границы значений задержки составляют от 0 до ~72 микросекунд, что составляет длительность одного сабфрейма.

Пример полученных данных приводится в таблице 2 (см. ниже).

По полученным данным видно, что разброс значений offset для передаваемой преамбулы с индексом 11 составляет до 16 микросекунд. Кроме того, видно, что одна преамбула была детектирована как преамбула 10 что было вызвано тем, что внутренний генератор платы программно определяемого радио Ettus B210 обладает низкой стабильностью, что приводит

к тому, что длина всех сабфреймов может немного изменяться, ввиду указанной выше нестабильности генератора. При работе с реальной МС это не проблема, так как МС всегда подстраивает свой внутренний генератор под частоту генератора БС с использованием сигналов первичной и вторичной синхронизации (PSS, SSS).

ТАБЛИЦА 2. Результаты эксперимента вариант-1

PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=359.5 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=365.2 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=375.7 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=10, offset=25.7 us

Для реализации аналогичного поведения, был сформирован стенд с конфигурацией вариант-2, схема стенда приведена на рис. 3.

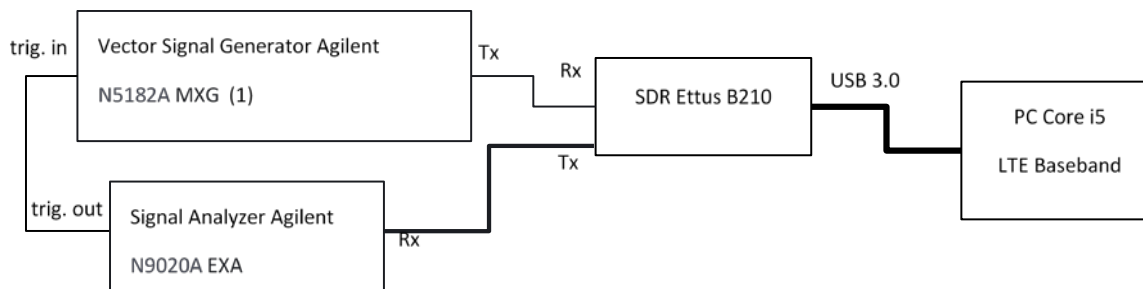


Рис. 3. Схема стенда вариант-2

При организации по варианту-2, генератор (2) варианта-1, задававший стартовые сигналы был заменен на анализатор спектра Keysight N9020A EXA. В задачу анализатора спектра входит также выдача стартовых сигналов для генератора, но в данном случае стартовый сигнал должен выдаваться на основе сигнала PSS, полученного от БС.

Пример результаты тестов приведен в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Результаты эксперимента вариант-2

PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=358.2 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=365.7 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=358.2 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=11, offset=365.7 us

Из приведенных результатов видно, что разброс значений временного сдвига уменьшается и составляет до 7 микросекунд. Это ожидаемый результат, так как теперь передатчик и приемник синхронизированы по первичному синхросигналу, и передача преамбулы может осуществляться не раз в секунду как это было в первом варианте с использованием PPS, а дважды

за LTE-фрейм так как сигнал PSS передается в 0 и 5-ом сабфреймах. Так же была изменен параметр PrachConfigurationIdx на значение 6 чтобы прием преамбулы осуществлялся в 1 и 6 сабфреймах.

Несмотря на то, что применение сигнала PSS значительно улучшило характеристики стенда, генераторы передатчика и приемника остаются несогласованными, так как синхронизация по каналу PSS влияет лишь на стартовый сигнал для начала передачи преамбулы. Для достижения более высоких характеристик тестового стенда необходимо синхронизировать непосредственно сами генераторы приемника и передатчика. Это было осуществлено в 3-ем варианте построения стенда, приведенном на рис. 4.

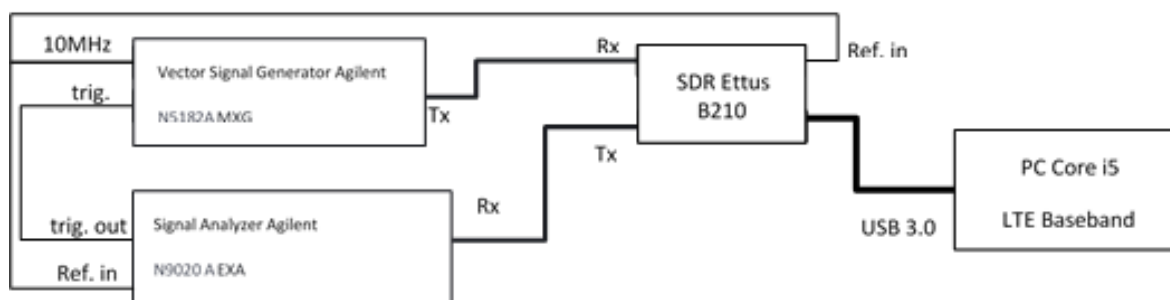


Рис. 4. Схема стенда вариант-3

В этом случае, передающий генератор использовался для задания референсного сигнала для анализатора спектра и SDR. Подключение выхода генератора “10 MHz” к входам SDR и анализатора спектра “Ref in” было осуществлено по топологии линейная шина.

Результаты испытаний, приведенные в таблице 4 показывают, что данная схема организации стенда позволила добиться постоянного значения временного сдвига и стенд, организованный по такой схеме, может быть использован для проведения исследований качества детекторов канала RACH.

ТАБЛИЦА 4. Результаты эксперимента вариант-3

PRACH: cc=0, 0/1, preamble=30, offset=1.9 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=30, offset=1.9 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=30, offset=1.9 us
PRACH: cc=0, 0/1, preamble=30, offset=1.9 us

Список используемых источников

1. Бабанов И. А. Исследование свойств сигналообразующих последовательностей стандарта 5G NR // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 26–31.

2. Бабанов И. А., Воробьев О. В. Исследование качества детектора преамбул канала случайного доступа с использованием моделей MATLAB // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая

и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 32–36.

3. 3GPP TS 36.211 V16.3.0 LTE; Physical channels and modulation. 2020. 128 p.

4. 3GPP TS 38.211 V16.3.0 NR; Physical channels and modulation. 2020. 128 p.

Статья представлена научным руководителем, зав. кафедрой РСиВ СПбГУТ, кандидатом технических наук, профессором О. В. Воробьевым.

УДК 355.58
ГРНТИ 81.93.21

АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЗАЩИТЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОТ ОБЪЕКТОВ ИСКУССТВЕННОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

Н. Н. Бабин, С. А. Панихидников

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Космический мусор представляет большую опасность для искусственных спутников Земли, размещаемых на различных типах орбит. Проблемой является большое количество неуправляемых объектов искусственного происхождения различного размера, перемещающихся с большими скоростями. Дальнейшее нарастание числа таких объектов может привести к синдрому Кесслера, когда приумножение космического мусора станет неконтролируемым. В этих условиях все более актуальными становятся пассивные и активные методы увода с орбит данных объектов.

космический мусор, синдром Кесслера, пассивные и активные методы увода объектов искусственного происхождения.

При тщательном изучении околоземного космического пространства можно наблюдать присутствие от 220 до 330 тысяч объектов искусственного происхождения, которые перемещаются по круговым и эллиптическим орбитам. Из этого числа только 2,7 тысяч являются искусственными спутниками Земли различного назначения, что определяет оставшуюся часть как космический мусор.

Следственно, космический мусор является совокупностью объектов искусственного происхождения, находящихся на околоземных орбитах и не представляющих практической значимости. Примерами такого вида объектов могут быть: элементы конструкций ракетно-космической техники; разгонные блоки верхних ступеней ракет-носителей; детали и обломки потерянных элементов, частицы топлива, краски и обшивки.

Космический мусор опасен не только своим количеством, но и большими скоростями перемещения, до 30 тысяч км/ч.

Введем классификацию космического мусора по размеру (табл. 1)

ТАБЛИЦА 1. Классификация космического мусора

№ п/п	Тип космического мусора	Размер объектов, см	Количество объектов, тыс.
1	Малый	> 1	120 – 240
2	Средний	1 – 10	40 – 80
3	Крупный	< 10	Около 20

Самым многочисленным является малый космический мусор. Данный тип частиц не может быть отслежен с Земли, при этом траектория полёта мусора непредсказуема, что может нанести значительное повреждение искусственному спутнику Земли при столкновении. В большинстве случаев спутник сохранит свою функциональность, однако в результате удара может отказать часть бортового оборудования.

Средний космический мусор, хотя и существенно менее распространённый, представляет большую угрозу для космических аппаратов. Местоположение таких объектов отслеживается автоматизированной системой предупреждения об опасных ситуациях в околоземном космическом пространстве, что позволяет корректировать орбиты искусственных спутников для предотвращения столкновения.

Однако самая малочисленная и самая опасная группа объектов – это крупный космический мусор, включая космические аппараты и их крупные обломки. При столкновении с таким объектом искусственный спутник Земли будет полностью разрушен, а образующийся мелкий космический мусор будет двигаться по непредсказуемым траекториям, угрожая другим космическим аппаратам.

Количество космического мусора быстро увеличивается, и это явление описывается как хаотический рост. По мнению астроинженера Дональда Кесслера, первым описавшего процесс на орбитах Земли, этот рост может запустить цепную реакцию, которая приведет к неконтролируемому увеличению количества мусора на орбите Земли. Это может сделать использование космического пространства невозможным, что обозначает решение проблемы космического мусора все более важным [1].

В настоящее время существует ряд предложений по борьбе с космическим мусором – от полного отказа от запусков искусственных спутников Земли на некоторое количество десятков лет, для того чтобы околоземное пространство очистилось самостоятельно, до вполне реализуемых проектов по расчистке и переработке мусора.

Рассматриваются две группы методов увода объектов искусственного происхождения: пассивные и активные [2].

Пассивные методы удаления космического мусора основаны на использовании естественных факторов, таких как энергия Солнца, сопротивление атмосферы и магнитное поле Земли. Один из таких методов – это использование солнечного паруса, который собирает энергию Солнца, замедляя объект и понижая его орбиту до тех пор, пока он не упадет на Землю, сгорая в верхних слоях атмосферы. Однако этот метод имеет недостаток – для эффективной работы парус должен иметь площадь, соизмеримую с небольшим футбольным полем, что затрудняет его использование на орбите с мелким космическим мусором и на уже запущенных аппаратах.

Другой пассивный метод использует сопротивление атмосферы Земли для торможения объекта в ее верхних слоях. Для этого можно использовать надувной шар-баллон или специальную пену, которая расширяется в несколько сотен раз, чтобы увеличить площадь поперечного сечения объекта и замедлить его движение. Однако этот метод также имеет ограничения – он эффективен только на низких орбитах, где плотность атмосферы еще достаточно высока, и на высоте более 100 км он уже не работает из-за отсутствия атмосферы.

Применение электродинамической тросовой системы основано на использовании силы Лоренца в магнитном поле Земли. Для этого необходимо вертикально опустить трос на объект космического мусора и пустить по нему ток, что вызовет возникновение силы Лоренца и замедлит движение объекта. Этот метод не имеет ограничений по высоте орбиты, так как магнитное поле Земли достаточно протяженно. Однако для его использования нужно разработать способы крепления токопроводящих тросов на уже запущенные объекты космического мусора и позиционирования их по направлению к Земле.

Если не применять мер по уводу космического мусора, то на орбите высотой 500 км объект будет находиться 10–15 лет, на 1000 км может беспрепятственно существовать более 1,5 тыс. лет. При использовании атмосферы для торможения аппарата на орбите до 1000 км срок существования сокращается до 100 лет, а с электродинамической тросовой системой до 2 лет, что говорит о высокой эффективности пассивных методов увода [1].

Активные методы увода предполагают прямое и активное воздействие на объекты космического мусора и включают контактные и бесконтактные методы [3].

Бесконтактные методы довольно разнообразны и эффективны. Они используют лазерные технологии, электростатическое взаимодействие и силы гравитации.

Одним из самых интересных методов этой группы является использование лазерного луча, который, нагревая поверхность мусорного объекта, добивается испарения вещества. При определенных условиях это создаст механический импульс и приведет к торможению и снижению орбиты космического мусора. Недостаток этого способа заключается в больших энергозатратах лазерной установки, размещенной на Земле. Можно разместить установку на орбите, но в этом случае необходимо сориентировать аппарат таким образом, чтобы он всегда получал солнечную энергию, а лазер попадал на космический мусор.

Ещё один из них заключается в применении ионных двигателей, которые позволяют уборщику воздействовать на мусорный объект и поддерживать свою орбиту при малых энергозатратах – на пяти килограммах топлива один двигатель будет работать до года в базовом режиме.

Другой метод основан на электростатическом взаимодействии – силе Кулона, при котором управляя зарядами аппарата и объекта, можно менять орбиту последнего. Эффективность метода заключается в вариативности. В случае зарядов разного знака мусор будет перемещаться за уборщиком, а при одинаковом – сталкиваться с орбиты.

Третий метод предполагает создание массивной станции, которая будет собирать космический мусор на околоземных орбитах благодаря своей массе и сфере Хилла. Такой способ очистки с помощью гравитационного уборщика позволяет, притягивая, как магнит, собирать остатки мусора. Каждый собранный объект будет увеличивать массу станции, увеличивая и ее сферу Хилла.

Для уборки космического мусора могут использоваться контактные методы, которые предполагают прямой контакт с объектом. Для захвата мусора и переноса его на орбиту захоронения или в атмосферу используется специальное космическое устройство.

Существуют два основных контактных подхода: жесткая и гибкая связь между уборочным аппаратом и мусором. Хотя оба подхода реалистичны, жесткий подход имеет существенный недостаток – механический манипулятор может оторваться при попытке захвата массивного объекта на большой скорости. Поэтому более эффективным является тросовая система, которая позволяет захватить мусорный объект с помощью сети, гарпуна или другого устройства и перемещать его за собой.

Как решить проблему космического мусора – это актуальный вопрос. Бесконечное отведение мусора на орбиту захоронения может быть опасным из-за возможных столкновений объектов и формирования новых. А сжигание крупных осколков в атмосфере может привести к их разлету и попаданию на Землю. Вероятно, в будущем появится возможность перерабатывать мусор прямо на орбите, чтобы решить эту проблему.

Есть интересное мнение, что часть мусора на орбите надо обязательно оставить в качестве музейных экспонатов, поскольку они представляет собой своеобразные «машины времени».

Проблема устранения космического мусора становится все более актуальной, так как при сохранении текущего уровня загрязнения в долгосрочной перспективе возможен катастрофический рост количества объектов орбитального мусора, что может привести к ограничению возможностей для дальнейшего изучения космоса. Специалисты предполагают, что после 2055 года проблема саморазмножения остатков космической деятельности человечества может достигнуть критической точки.

Список используемых источников

1. Микиша А. М., Рыхлова Л. В., Смирнов М. А. Загрязнение космоса // Вестник РАН. 2001. Т. 71. № 1. 26–31.
2. Муртазов А. К. Экология околоземного космического пространства. М. : Физматлит, 2004. 320 с.
3. Новиков Л. С. Основы экологии околоземного космического пространства. М. : Университетская книга, 2006. 258 с.

УДК 621.396.721
ГРНТИ 49.43.29

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА

Е. С. Багаев, Д. Р. Сидоркович, О. А. Симонина, Д. А. Сопов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье приведены результаты расчетов и тестирования параметров системы беспроводной связи для подвижного объекта, имеющего в своем составе активный датчик и основанной на технологии Bluetooth. В ходе работы проведены предварительные расчеты, создана и реализована методика испытаний для получения данных для дальнейшей оценки. Проведена серия экспериментов для реального устройства с целью определения зависимости параметров системы от условий распространения сигнала. Приведена зависимость показаний, передаваемых датчиком устройства от типа отражающей сигнал поверхности.

беспроводная система связи, Bluetooth.

Одним из важнейших компонентов любой из систем промышленного Интернета Вещей (*Industrial Internet of Things*) являются беспроводные системы коммуникаций, с помощью которых осуществляется контроль и наблюдение за многими параметрами на сети предприятия. К числу таких задач относится сбор и обработка данных с датчиков, которыми оснащены современные устройства.

В качестве исследуемого устройства предлагается подвижный объект, являющийся частью сети малого радиуса действия, главной задачей которого является передача данных с датчика на терминал Bluetooth.

Предварительные расчеты

Для расчетов использовалась модель распространения радиоволн между терминалом и исследуемым устройством, которые расположены на высотах ниже уровня крыш и приблизительно до уровня улицы, которая предназначена для расчета основных потерь передачи между двумя терминалами небольшой высоты в условиях городской или жилой зоны [1].

Данная модель, зависящая от местоположения, включает ситуации LoS, 1-Turn NLoS и 2-Turn NLoS в зонах с прямолинейной планировкой улиц. Основой модели служат результаты измерений на следующих частотах: 430, 750, 905, 1834, 2400, 3705 и 4860 МГц при высоте антенны от 1,5 до 4,0 м над поверхностью земли. Максимальное расстояние между терминалами не превышает 1000 м.

Для линии 2-Turn NLoS, которая наилучшим образом подходит для определения параметров исследуемого устройства, можно задавать несколько трасс маршрутов распространения. Таким образом, усиление по мощности принимаемого сигнала (от исследуемого устройства до терминала) рассчитывается с учетом всех трасс маршрутов 2-Turn.

Таким образом, основные потери передачи между станцией 1 и станцией 2 рассчитываются по формуле:

$$L_{2-Turn,n} = L_{LoS} + 10 \log_{10} \frac{x_{1,n} x_{2,n} x_{3,n}}{x_{1,n} + x_{2,n} + x_{3,n}} - 20 \log_{10} S_1 - 20 \log_{10} S_2,$$

$$x_{3,n} > \max(S_2^2, d_{corner}),$$

где

$$L_{LoS} = L_S + 6 + 30 \log_{10} \left(\frac{d}{R_S} \right) = 60 + 30 \log_{10} \left(\frac{115}{20} \right) = 82 \text{ дБ.}$$

При этом основные потери передачи:

$$L_S = \left| 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{2\pi R_S} \right) \right| = 20 \log_{10} \left(\frac{0,12}{2\pi * 20} \right) = 60 \text{ дБ.}$$

Расстояние $d = x_1 + x_2 + x_3 = 50 + 35 + 30 = 115$ м.

Параметр рассеяния/дифракции для поворота в первой угловой точке:

$$S_1 = (3,45 * 10^4) * f^{-0.46} = 1,06.$$

Параметр воздействия для поворота во второй угловой точке:

$$S_2 = 0,54 * f^{0.046} = 2.91.$$

Таким образом, основные потери передачи между станцией 1 и 2:

$$L_{2-Turn} = L_{LoS} + 10 \log_{10} \frac{x_1 * x_2 * x_3}{x_1 + x_2 + x_3} - 20 \log_{10} S_1 - 20 \log_{10} S_2 = 98 \text{ дБ.}$$

Из приведенных расчетов видно, что при увеличении расстояния d , потери на трассе возрастают, и, как следствие возможно ухудшение скорости передачи.

Аппаратная часть

Основным модулем описываемого устройства является микроконтроллер Arduino UNO R3, версия на ATmega328. Данный модуль имеет в своем составе 14 цифровых входов и выходов, 6 из которых могут использоваться в качестве ШИМ-выходов. Аналоговые входы представлены в количестве 6 штук. Кварцевый генератор модуля способен генерировать сигналы с тактовой частотой до 16 МГц. В качестве интерфейсов имеются разъемы USB, ICSP, а также силовой разъем.

Для передачи данных между исследуемым устройством и терминалом выбран Bluetooth-модуль HC-05. Данный модуль поддерживает режимы slave и master, т. е. он способен выступать как в качестве приемника, так и в качестве передатчика. Сердце модуля – чип BC BC417143В. Версия беспроводного протокола, применяемая в модуле – Bluetooth v2.0. В модуле предусмотрен стандартный UART интерфейс, который используется для непосредственного управления модулем.

Передача и прием информации происходят по радиоканалу на разрешенном диапазоне частот ISM от 2,4 ГГц. Метод адаптивной скачкообразной перестройки частоты, применяемый при передаче, позволяет добиться активной перестройки частоты с учетом анализа спектра [2]. Из-за неограниченного доступа к диапазону устройства Bluetooth могут подвергаться высокому уровню интерференции от других приборов. Также, источником интерференции могут выступать и другие беспроводные локальные сети, работающие по стандарту 802.11b. На промышленных предприятиях такие виды интерференции могут быть особенно распространены за счет невысокой площади и большой концентрации устройств. Адаптивная перестройка частоты в выбранном модуле позволяет минимизировать влияние помех на передачу данных между исследуемым устройством и терминалом.

В качестве датчика в исследуемом устройстве выступает ультразвуковой датчик HC-SR04. Датчик использует акустическое излучение с целью определения расстояния до объекта. Точность и стабильность измерений

являются преимуществами данного модуля. Диапазон измерений лежит в пределах от 2 сантиметров до 4 метров. Датчик HC-SR04 мало подвержен электромагнитным шумам, что в нашем случае дает большой выигрыш по возможности работы в условиях высокой плотности устройств.

Команды на выполнение движения и передачи информации принимаются через инфракрасный датчик KY-022. Модуль обладает большой универсальностью и позволяет принимать команды от большинства ИК пультов.

Питание устройства осуществляется с помощью двух аккумуляторных батарей типа 18650. Напряжение на выходе – 3,3 В.

В качестве терминала выступает смартфон с заранее установленным приложением «Bluetooth Terminal». С помощью этого приложения возможен обмен информацией с датчиком HC-05, просмотр характеристик, а также предварительная настройка и отладка программной части.

Программная часть

Для выполнения исследования был разработан алгоритм и программный код в среде Arduino IDE [3].

Одной из важнейших частей при разработке программы является правильный выбор и установка скоростей для «общения» модулей между собой. В данном случае скорость обмена между модулем Arduino и персональным компьютером (для первоначальной прошивки модуля) – 9600 бод, а скорость между HC-05 и терминалом – 38400 бод.

Каждый процесс приема информации от Bluetooth модуля инициируется отдельно, по нажатию кнопки на управляющем пульте.

Информационное сообщение содержит в себе параметр расстояния от ультразвукового датчика до ближайшего препятствия, находящегося непосредственно перед устройством.

Проведение испытаний

Измерения проводились в стенах Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. В соответствии с разработанной методикой проведения испытаний необходимые средства испытаний включают в себя мобильный телефон на базе OS IOS или Android с наличием модуля Bluetooth; ПО «Bluetooth terminal»; ПО «Bluetooth Scanner». Измеряемые величины – скорость передачи данных и точность определения расстояния до цели. Воспользуемся выражением для расчета скорости передачи данных:

$$v_{\text{ср}} = \frac{v_1 + v_n}{n},$$

где n – количество замеров.

На рис. 1 представлены усредненные результаты измерений скорости передачи данных в зависимости от расстояния до объекта.



Рис. 1. Скорость передачи данных в зависимости от среднего расстояния до объекта

На рис. 2 показана зависимость средней ошибки измерения для различных типов поверхностей и расстояний до них.

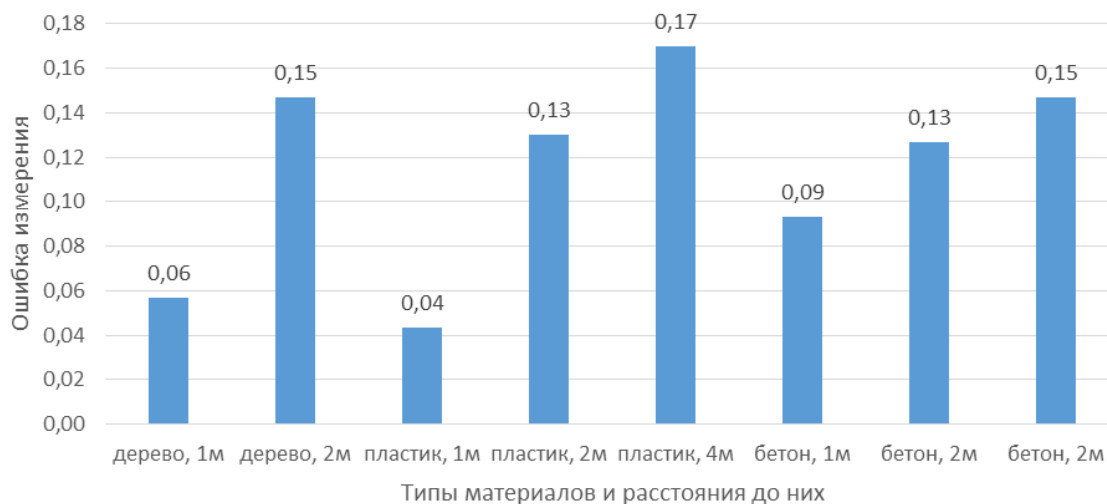


Рис. 2. Ошибка измерения расстояния до объекта для различных типов поверхностей

По итогам проведения экспериментов можно сделать вывод о подтверждении предварительных расчетов касательно ухудшения скорости передачи из-за увеличения расстояния между терминалом и исследуемым устройством. Также удалось показать, что применение технологии Bluetooth для передачи информации внутри промышленного объекта позволяет добиться приемлемого качества связи за счет используемых в технологии Bluetooth методов, таких как адаптивная перестройка частоты.

Список используемых источников

1. Рекомендация МСЭ-R SM.337-6. Частотный и территориальный разнос.
2. Инженерный вестник Дона. Обзор методов адаптивного использования спектра. URL: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2011/468> (дата обращения 11.02.2023).
3. Language Reference // Arduino. URL: <https://www.arduino.cc/reference/en/> (дата обращения 11.02.2023).

УДК 621.397.132
ГРНТИ 49.45.01

БУДУЩЕЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЯ

Е. А. Баранова, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Существующая система телерадиовещания охватывает широкий диапазон технологических процессов, начиная от создания аудиовизуальной продукции до ее передачи, приема и отображения. Постоянное развитие вещательных технологий привело к использованию цифровых каналов, по которым передаются изображения высокой и сверхвысокой четкости с многоканальным звуком, позволяющие зрителю погрузиться в более реалистичное восприятие медиаинформации. Устройства коллективного воспроизведения стремятся быть тоньше и больше. Значительно эволюционировали информационно-коммуникационные технологии. Наличие высокоскоростного интернета, смартфонов, смарт-телевизоров привело к изменению медиасреды и стиля просмотра, например, уход от просмотра традиционного (линейного) телевидения, особенно среди молодежи. В статье сделана попытка заглянуть в будущее и рассмотреть, какие же новые технологии могут войти в нашу жизнь и изменить сферу медиавещания.

телерадиовещание, медиатехнологии, будущее медиавещание.

В настоящее время программы телевизионного и звукового вещания доставляются потребителю разными способами: как посредством традиционного (линейного) телевизионного и радиовещания, так и с использованием цифровых медиаресурсов, видеоаудиохостингов, социальных сетей. «Избалованный» технологиями зритель ждет новых форм представления, распространения и отображения медиаконтента. Существующий проект концепции по развитию телерадиовещания в Российской Федерации до 2025 года [1], который по мнению многих отраслевых специалистов требует корректировки, предполагал введение следующих новшеств в телерадиовещание (приведены наиболее существенные, связанные именно с повышением функциональности предоставляемого контента):

- внедрение перспективных стандартов сжатия и мультиплексирования и, как следствие, перевод эфирной телевизионной трансляции на формат высокой четкости;
- развитие каналов распространения телевизионного и радио контента в сети интернет;
- разработка и внедрение стандартов гибридного телевидения, развитие адресного и интерактивного телевидения;
- развертывание системы оповещения и распространения экстренной информации;
- переход к онлайн-медиаизмерениям на базе интерактивных измерений;
- таргетированная реклама;
- возможность телевизионной трансляции в формате сверхвысокой четкости;
- эволюция устройств медиапотребления в сторону создания эффекта присутствия.

В будущем ожидается дальнейший рост распространения высокоскоростных сетей, способных улучшить образ жизни людей за счет предоставления передовых технологий интернета вещей и искусственного интеллекта. Как данный факт может отразиться на телерадиовещании и как его изменит, будет рассмотрено далее.

Предполагается, что через 10–20 лет в каждом доме будет среда, благодаря которой пользователи будут иметь передовые средства получения медиаконтента и другие различными устройства, подключенные к интернету. Эта среда предоставит каждому пользователю необходимую информацию с помощью наиболее оптимального устройства в соответствии с индивидуальными желаниями и ситуациями.

На рис. 1 показан пример использования разных устройств для просмотра медиаинформации: большой настенный экран (1) позволит зрителям просматривать телевизионное изображение в высоком разрешении и в иммерсивном представлении; легкий гибкий планшет (2) будет отображать медиаинформацию так, как если бы пользователь читал традиционную полиграфическую продукцию; 3D экран (3); очки виртуальной реальности (4). Наконец, можно представить, как роботы (5) в доме могут присоединиться к семье, чтобы также наслаждаться аудиовизуальным контентом. Внедрение тонких и гибких экранов позволит стену превратить в один сплошной экран просмотра, который затем можно свернуть и куда-либо переместить. Работы над такими футуристическими экранами в настоящее время уже ведутся и получены первые положительные результаты [2].

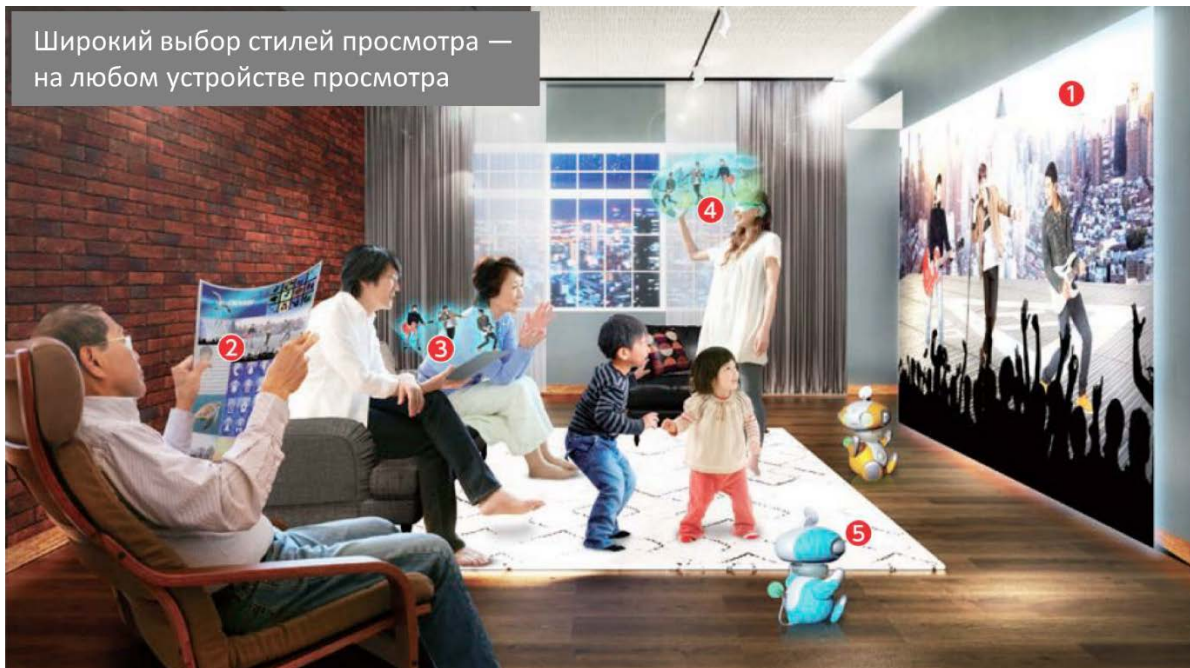


Рис. 1. Просмотр медиаконтента в доме будущего

Возможно распространение новых форм просмотра с использованием технологий виртуальной и дополненной реальности, которые позволят просматривать контент с кем-либо, делаясь одним и тем же пространством в виртуальном мире (рис. 2).



Рис. 2. Совместное использование пространства с людьми, живущими в отдаленных районах с помощью технологии дополненной реальности

Несомненно, будет развиваться и передающая сторона, в частности – аппаратно-студийные комплексы, которые должны обеспечить создание контента, способного воспроизводиться разными устройствами отображения.

Создание любой ТВ программы начинается со студии. Оснащенная множеством роботизированных видеокамер и микрофонов, которыми можно будет управлять автономно и скоординировано, студия будущего также будет оснащена датчиками, установленными вблизи объектов для обеспечения «захвата» не только видео и аудио, но и различных типов пространственной информации в виде трехмерных форм и текстур (рис. 3).



Рис. 3. Образ будущей студии по производству медиаконтента

Недавно опубликованный стандарт кодирования видеoinформации H.266 [3] предоставляет инструменты для обработки панорамного видео, в частности – уровень многослойного кодирования, который может быть также использован, например, для передачи видеоконтента в виде одного потока на разные устройства: традиционные телевизионные приемники, планшеты, смартфоны (рис. 4). Все это вполне может быть реализовано в дальнейшем.

Также можно предвидеть появление более гибких методов создания видеоконтента, использующих не только программно-аппаратные средства на телецентрах, но и платформы обработки видеосигнала в облаке. Такой подход позволит работать нескольким коллективам без привязки к какому-то местоположению за счет совместного использования виртуальной среды.

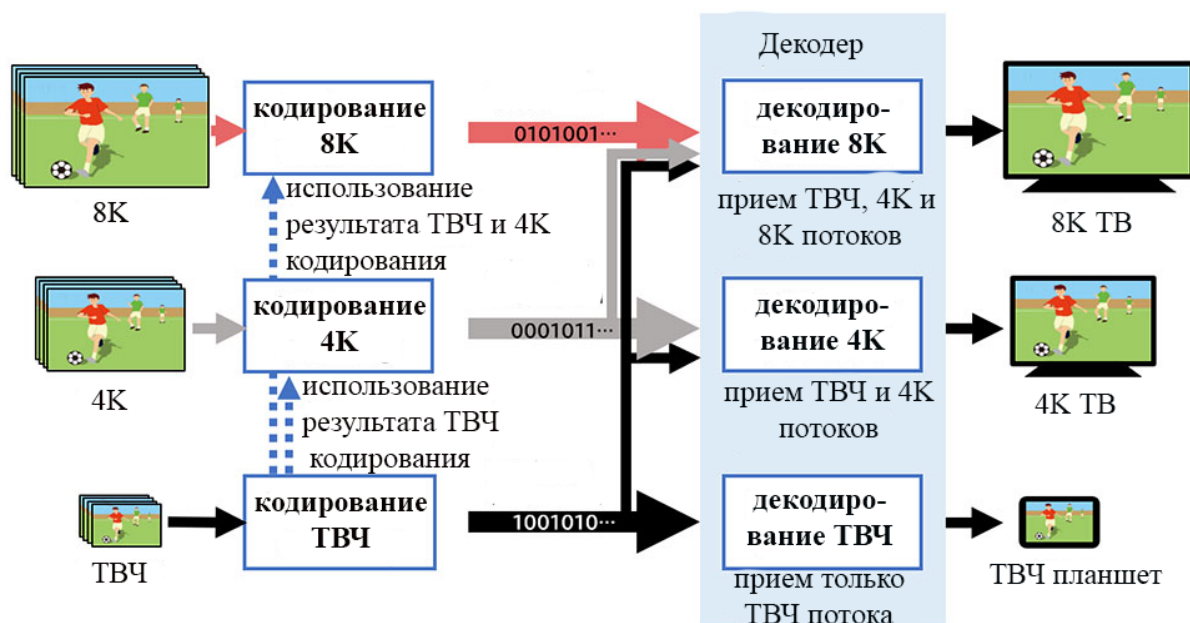


Рис. 4. Трехслойное кодирование

Упомянутая ранее иммерсивность – явление далеко не новое, но активно развивающиеся в наши дни и в ближайшем будущем также будет продолжать развиваться в связи с эволюционированием технологических платформ. Слово «иммерсивность» означает погружение, создание ощущения полного присутствия зрителя в какой-либо сцене. Частным случаем иммерсивных медиасистем является стереоскопическое телевидение. Внедрение иммерсивности в вещание выведет восприятие медиаконтента на новый уровень. Например, ощущение полного погружения в мир планеты Сатурн, которую зрители, скорее всего, никогда не смогут посетить в реальности или ощущение прикосновения к медведю. Для внедрения таких технологий требуются исследования в области захвата 3D пространственной информации, точно передающей форму, текстуру объектов, а также звуковые ощущения, например, вибрацию. Приятным дополнением к этому будет передача запахов.

Уже сегодня японскими специалистами компании NHK апробируется студия (рис. 5), предназначенная для создания 3D объектов с последующим внедрением их в иммерсивное пространство.

Передача посредством вещательного канала высококачественного иммерсивного видеоконтента должна сопровождаться и высококачественным 3D звуком.

Для доставки зрителю такого нового типа контента целесообразно рассмотреть интеграцию традиционных каналов связи (наземных, спутниковых и кабельных) и сети интернет.



Рис. 5. Студия для создания иммерсивного контента

Цель всех этих новых технологий заключается в создании среды, полезной для повседневной жизни. Поэтому рассматривается возможность разработки, например, роботов-компаньонов, которые смотрят телевизор вместе с людьми (рис. 6).

Будущие медиатехнологии будут стремиться предоставить новые впечатления, превосходящие все те, что имеются на данный момент. Традиционное телерадиовещание продолжит принимать вызовы новой технологической эры, продолжатся дальнейшие исследования и разработки, результаты которых приведут к созданию новых форм медиавещания.



Эксперимент по просмотру телепередач с помощью робота

Рис. 6. Робот для просмотра телепередач

Список используемых источников

1. Концепция развития телерадиовещания в Российской Федерации на 2020–2025 годы. 69 с. URL: <https://telesputnik.ru/tvconcept/files/Concept.pdf> (дата обращения 26.02.2023).
2. Nakata Mitsuru, Fukagawa Hirohiko, Shimizu Takahisa, Tsuzuki Toshimitsu. Research and Development Trends in Flexible Display Technology. URL: <https://www.nhk.or.jp/str/english/publica/bt/89/2.html> (дата обращения 26.02.2023).
3. Recommendation ITU-T H.266 (04/2022). Versatile video coding. 536 p. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-H.266-202204-I/en/T-REC-H.266-202204-I!!PDF-E.pdf> (дата обращения 26.02.2023).

УДК 621.396.677
ГРНТИ 47.45.29

АЛГОРИТМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА СИГНАЛА. DAS И MVDR BEAMFORMING

О. С. Барышев, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

*Алгоритмы определения направления прихода сигнала актуальны для рассмотрения так как применяются в различных направлениях науки и техники. Они делают возможным применение процедуры адаптивного диаграммообразования, которая в свою очередь позволяет организовывать сеансы направленной радиосвязи. В рамках данной работы рассмотрены два алгоритма определения направления прихода сигнала, такие как *delay-and sum* и *minimum variance distortionless response*.*

Beamforming, DOA, DAS, MVDR, MV.

В настоящее время актуальна тема направленной радиосвязи, когда диаграмма направленности формируется таким образом, чтобы главный луч был направлен на нужный приемник. Процедура, отвечающая за формирование луча, называется Beamforming. В свою очередь для ее функционирования требуется знать положение приемника. Эту задачу решают алгоритмы определения направления прихода сигнала (DOA) [1].

Традиционные алгоритмы DOA основаны на методе сканирования лучом. Одним из наиболее распространенных и надежных алгоритмов формирования луча является формирователь луча Бартлетта также известный под названием *delay-and-sum* (DAS) [2]. Суть заключается в его названии – это формирование луча с применением задержки и суммированием сигнала.

Формирователь луча DAS вносит задержку и взвешивает по амплитуде выходной сигнал каждого приемного элемента (ПЭ) антенной решетки (АР), а затем суммирует полученные сигналы. Задержки для сигнала выбираются таким образом, чтобы максимизировать чувствительность антенной решетки ко входящим волнам с направления прихода сигнала [3]. Регулируя эти задержки, направление сформированного луча можно направить на источник. Таким образом, это означает, что принятые сигналы под определенными углами испытывают конструктивную интерференцию, вследствие которой сигналы усиливают друг друга, а под другими – деструктивную при которой сигналы гасят друг друга.

Далее рассмотрим антенную решетку, состоящую из M элементов, разнесенных в пространстве $\vec{x}_m = [x_m, y_m, z_m]$, которые измеряют волновой фронт $f(\vec{x}, t)$. Форма волны, полученная в пространстве m -м приемным элементом, имеет вид $y_m(t) = f(\vec{x}_m, t)$. Формирователь луча DAS включает процедуру внесения задержки Δ_m и процедуру корректировки веса амплитуды ω_m для выходного сигнала каждого приемного элемента [4]. Затем DAS суммирует полученные сигналы, как показано на рис. 1.

В отличие от адаптивных алгоритмов, весовые коэффициенты для формирователя луча DAS выбираются заранее и независимо от формы принятого сигнала. Сигнал на выходе формирователя луча DAS во временной области можно представить в виде:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \omega_m \times y_m(t - \Delta_m). \quad (1)$$

Главная задача формирователя луча DAS заключается в использовании задержек и весовых коэффициентов для направления луча в нужные точки плоскости сканирования. При совпадении направления луча с источником наблюдается максимальная выходная мощность. Путем интерполяции измененной выходной мощности из всех точек сканирования можно визуализировать мощность в плоскости сканирования.

Набор точек для сканирования можно представить в виде:

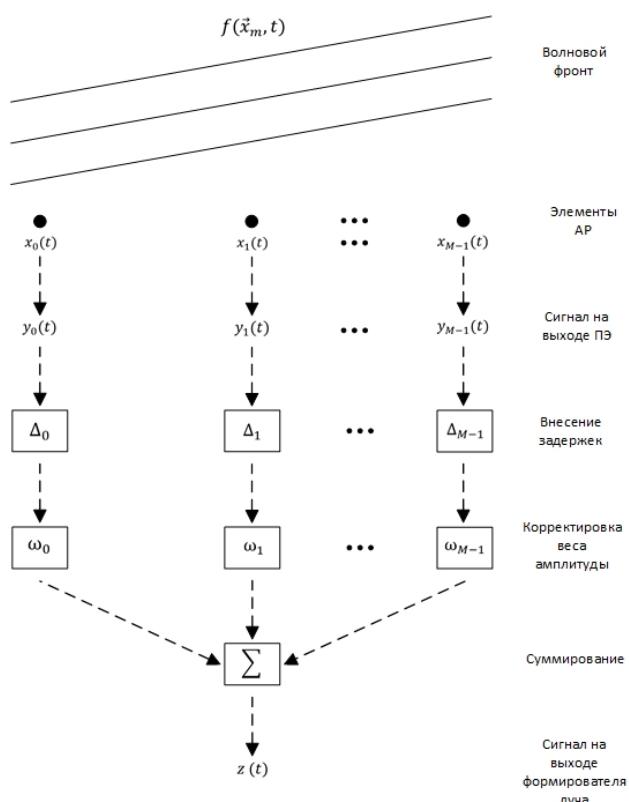


Рис. 1. Схема работы формирователя луча Бартлетта

$$\vec{x}_s = [x_s, y_s, z_s],$$

а набор задержек Δ_m для направления луча:

$$\Delta_m = \frac{|\vec{x}_s - \vec{x}_m|}{c} = \frac{\sqrt{(x_s - x_m)^2 + (y_s - y_m)^2 + (z_s - z_m)^2}}{c},$$

где c – скорость света. Важно отметить, что уравнение DAS приведенное в (1), возможно использовать для расчета только одной точки в области сканирования. Соответственно расчет необходимо производить для всех точек сканирования.

Чтобы рассчитать пространственный спектр формирователя луча DAS для антенной решетки, нужно направить луч и воспользоваться (2) для расчета выходной мощности.

$$P(z) = \sigma^2 = \mathbb{E}\{|z|^2\} = \omega^H R \omega, \quad (2)$$

где $R = \mathbb{E}\{\Upsilon \Upsilon^H\}$ – корреляционная матрица входящего сигнала.

Также можно взвешивая сигналы на входе и используя (3) для вычисления мощности для произвольного угла сканирования построить пространственный спектр.

$$P(e) = e^H R e. \quad (3)$$

Для формирователя луча DAS вес элементов предопределен и остается неизменным независимо от ввода. Но существует альтернативный подход, который заключается в адаптации веса элементов к входным данным. Алгоритм, использующий такой подход, называется алгоритмом отклика без искажений с минимальной дисперсией (MVDR), или сокращенно с минимальной дисперсией (MV). Главная задача алгоритма заключается в том, чтобы минимизировать мощность или дисперсию $P(z)$ выходного сигнала $z(t)$, в то время как полезный сигнал в направлении сканирования не искажается. Другими словами, диаграмма направленности должна принять единичное усиление в направлении сканирования, при этом влияние всех других источников минимизировано.

$$\min P(z), \text{ при условии } \omega^H e = 1.$$

Оптимальные веса определяются выражением:

$$\omega = \frac{R^{-1} e}{e^H R^{-1} e}.$$

По мере сканирования различных направлений оптимальные веса будут меняться и адаптироваться к сигналам и шумам.

Благодаря подбору оптимальных весовых коэффициентов пространственный спектр можно выразить:

$$P(e) = \frac{1}{e^H R^{-1} e}.$$

На рис. 2 и на рис. 3 представлен пространственный спектр для двух сигналов, обнаруженных с направлений $[20; 30]$ и $[-20; 60]$ градусов.

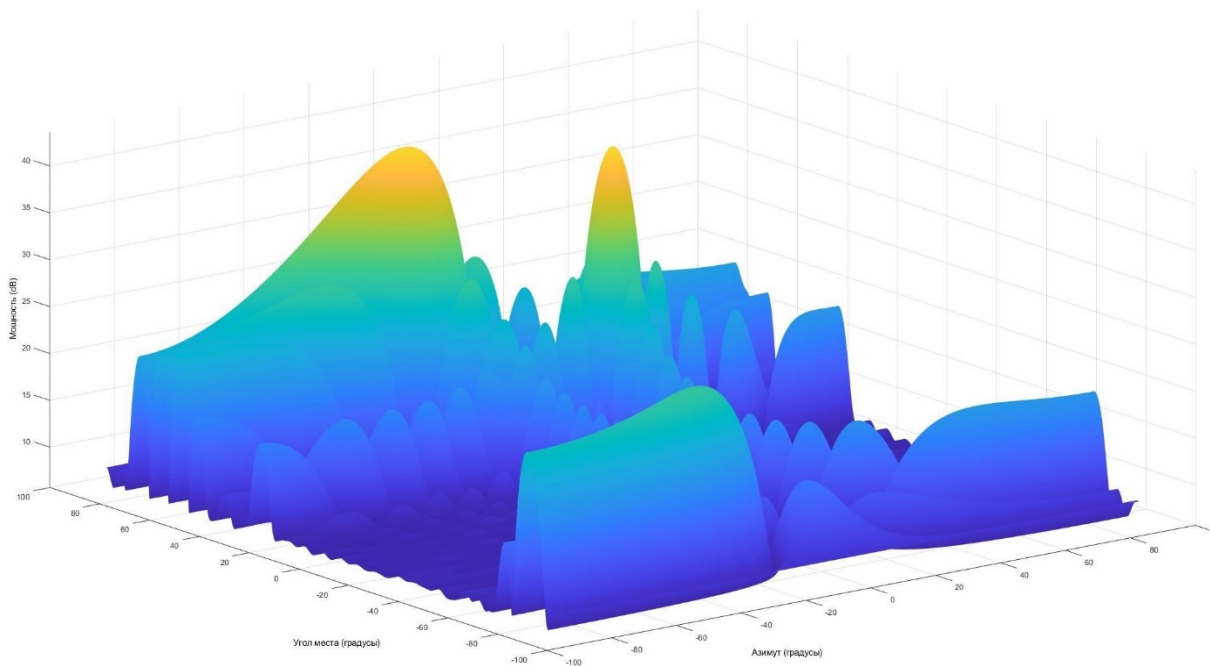


Рис. 2. Пространственный спектр DAS

На рис. 2 изображен спектр, построенный с помощью алгоритма DAS, а на рис. 3 (см. ниже) спектр, построенный алгоритмом MVDR.

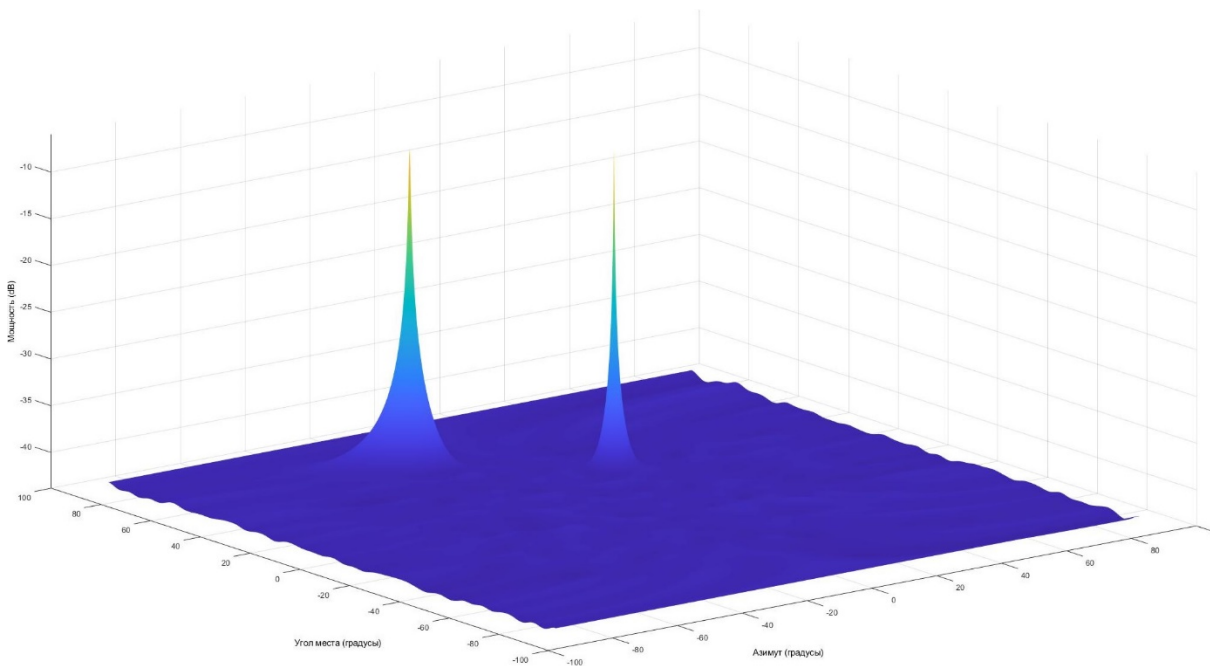


Рис. 3. Пространственный спектр MVDR

Заметно, что алгоритм MVDR позволяет увидеть гораздо более заметные пики выходной мощности, при этом минимизируется спектр во всех ненужных направлениях.

Алгоритм, обладающий наибольшей точностью, и способный уверенно различать сигналы с различных направлений лучше подходит для применения в сетях пятого поколения NR. Как видно из результатов моделирования MVDR эффективнее справляется с данной задачей.

Список используемых источников

1. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования. СПб. : СПбГУТ, 2020. 558 с.
2. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
3. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
4. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.

УДК 621.396.677
ГРНТИ 47.45.29

МОДЕЛЬ РАБОТЫ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО АЛГОРИТМУ ЗАДЕРЖКИ И СУМИРОВАНИЯ

О. С. Барышев, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Модели и методы диаграммообразования являются одним из наиболее популярных направлений исследований и разработок в области радиоинтерфейса сетей пятого и последующих поколений диапазона миллиметровых волн. Организация сеансов радиосвязи в режиме направленной передачи и направленного приема позволяет устройствам компенсировать высокие потери при распространении радиоволн за счет высоких коэффициентов усиления при диаграммообразовании. Необходимым условием для установления и ведения радиосвязи посредством узких лучей является оперативная и точная работа диаграммообразующей схемы антенной решетки устройств сетей пятого и последующих поколений. В настоящей работе формализованы методические основы работы классической диаграммообразующей схемы по алгоритму задержки и суммирования для линейной и круговой антенных решеток, а также представлены результаты моделирования процедур пространственной обработки сигналов при определении углов прихода от источников излучения на плоскости и в пространстве.

диаграммообразующая схема, алгоритм задержки и суммирования, антенная решетка.

Вопросы пространственной обработки сигналов (ПОС) в сетях сотовой радиосвязи общего пользования с использованием антенных решеток (АР) получили распространение в устройствах базовых станций стандарта 4G LTE (*Long-Term Evolution*) [1–4], работающих в диапазоне дециметровых волн (ДМВ). С переходом в диапазон миллиметровых волн (ММВ) сетей пятого поколения 5G NR (*New Radio*) [5–8] распространение получили уже многоэлементные антенные решетки на стороне как базовых станций gNB (*gNodeB*), так и пользовательских устройств UE (*User Equipment*). При этом в научном сообществе получил распространение термин Massive MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [9–13], подчеркивающий увеличение числа элементов АР с единиц в устройствах LTE до десятков и сотен в устройствах NR. В сетях пятого и последующих поколений для многоэлементных АР предпочтительным режимом работы является диаграммообразование (ДО), которое посредством направленной радиосвязи на передаче и приеме позволяет компенсировать большие потери при распространении радиоволн (РРВ) в диапазоне ММВ за счет высоких коэффициентов усиления [14–16].

В настоящей работе формализованы методические основы работы классической диаграммообразующей схемы (ДОС), работающей по алгоритму задержки и суммирования DAS (*Delay-and-Sum*), известного как алгоритм Бартлетта [17], для линейной и круговой антенных решеток [18].

Одним из наиболее известных и надежных методов ДО является ДОС, работающая по методу задержки и суммирования DAS. Данная схема работает с антенной решеткой из $m = 0, \dots, M - 1$ элементов и применяет к каждому из сигналов $y_m(t)$ на выходе m -го элемента АР индивидуальную задержку τ_m и амплитудный весовой коэффициент w_m , после чего задержанные и взвешенные сигналы суммируются, образуя выходной сигнал $z(t)$. Рис. 1 (см. ниже) иллюстрирует фронт падающей волны $f(\mathbf{x}, t)$, линейную АР и ДОС алгоритма задержки и суммирования при работе режиме приема.

Допустим, приемная АР состоит из M элементов, расположенных в пространстве с координатами $\mathbf{x}_m = [x_m, y_m, z_m]$ и производит в момент t измерения сигнала по плоскому волновому фронту, описываемому функцией $f(\mathbf{x}, t)$ от ИРИ с координатами $\mathbf{x} = [x, y, z]$. Сигнал, принятый m -м элементом АР, можно представить как $y_m(t) = f(\mathbf{x}_m, t)$. ДОС алгоритма DAS реализует задержку τ_m и амплитудное взвешивание с коэффициентом w_m для каждого сигнала $y_m(t)$ на выходе элемента АР; результирующий сигнал $z(t)$ на выходе ДОС алгоритма DAS представляет собой сумму отдельных задержанных и взвешенных сигналов $y_m(t)$:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t - \tau_m). \quad (1)$$

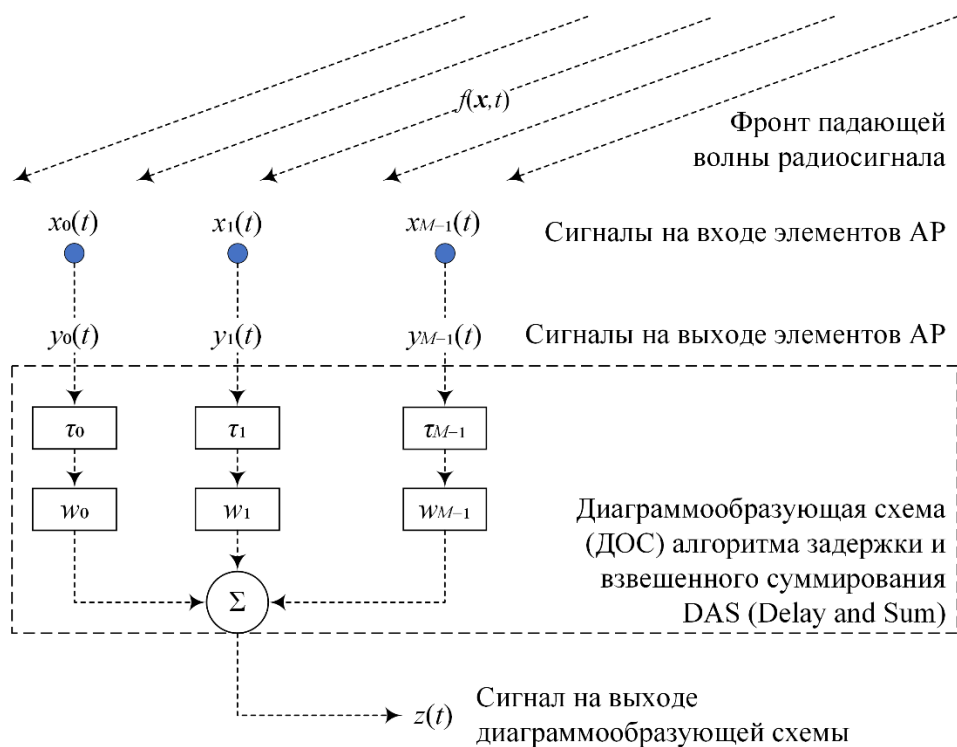


Рис. 1. ДОС алгоритма задержки и суммирования

Задержки τ_m выбираются таким образом, чтобы максимизировать чувствительность антенной решетки при приеме радиосигнала с определенного пространственного направления. Адаптируя задержки τ_m надлежащим образом, можно получить такой направляющий вектор антенной решетки, или вектор диаграммообразующей схемы, который будет направлен в сторону данного источника радиоизлучения (ИРИ). Сигналы, принимаемые от данного ИРИ, будут суммироваться в ДОС с различных элементов АР конструктивно, а сигналы, принятые с других направлений, будут суммироваться деструктивно. Дополнительное амплитудное взвешивание сигналов с элементов АР позволяет более точно сориентировать луч и уменьшить боковые лепестки диаграммы направленности антенны (ДНА) в нужном направлении ИРИ.

Принцип диаграммообразования сводится к перебору углов передачи или приема в заданном направлении, т. е. к сканированию пространства узким лучом. Технически это реализуется перебором различных задержек в диаграммообразующей схеме. При совпадении текущего направления сканирования с угловым расположением ИРИ на выходе ДОС получится максимум мощности сигнала $z(t)$ в выражении (1). Просканировав некоторый диапазон пространства с заданным шагом, можно получить набор значений $z(t)$ и, таким образом, построить пространственный спектр радиосигналов, принимаемых с различных направлений (рис. 2а).

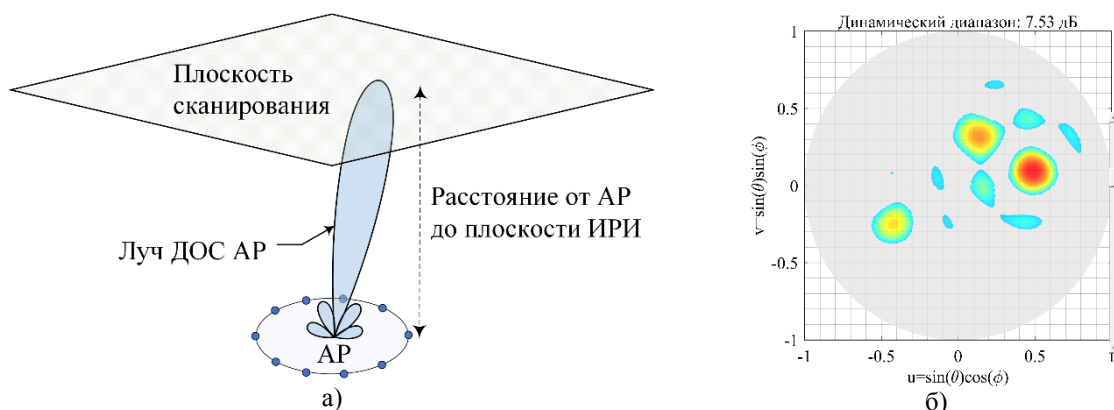


Рис. 2. Диапазон сканирования антенной решетки и пример обнаружения трех ИРИ

Обозначим набор точек в плоскости сканирования как $\mathbf{x}_s = [x_s, y_s, z_s]$, тогда набор задержек τ_m для $m = 0, \dots, M - 1$ элементов АР при ориентации луча в заданную точку пространстве можно вычислить по формуле:

$$\tau_m = \frac{|\mathbf{x}_s - \mathbf{x}_m|}{c} = \frac{\sqrt{(x_s - x_m)^2 + (y_s - y_m)^2 + (z_s - z_m)^2}}{c}, \quad (2)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с скорость света. Сигнал $z(t)$ ДОС по алгоритму DAS в выражении (1) служит для формирования луча только в одну точку \mathbf{x}_s .

Рассмотрим работу ДОС по алгоритму DAS при сканировании заданной плоскости (рис. 2) или углового пространства. Представим сигнал на выходе элемента АР следующим выражением в комплексной форме:

$$y_m(t) = e^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m)}, \quad (3)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая или угловая частота входного радиосигнала с частотой f ; \mathbf{k} – волновой вектор, направление которого перпендикулярно фазовому фронту падающей волны $f(\mathbf{x}, t)$ (рис. 1), а абсолютное значение равно волновому числу $k = 2\pi/\lambda$; λ – длина волны. Задержанный на τ_m сигнал $y_m(t)$ в (3) на выходе m – го элемента АР можно представить в форме комплексного числа с фазовым сдвигом:

$$y_m(t - \tau_m) = y_m(t) \cdot e^{-j\omega\tau_m}. \quad (4)$$

С учетом (4) сигнал $z(t)$ на выходе ДОС DAS можно представить как

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot y_m(t) \cdot e^{-j\omega\tau_m}. \quad (5)$$

Обозначим через \mathbf{y} вектор принятых входных сигналов (4) от каждого из $m = 0, \dots, M - 1$ элементов АР со своей задержкой τ_m в (2), тогда вектор набор \mathbf{z} выходных сигналов (5) можно записать как

$$\mathbf{z} = \mathbf{w}^H \mathbf{y}, \quad (6)$$

где \mathbf{w} – вектор весовых коэффициентов w_m для $m = 0, \dots, M - 1$ элементов АР, H – оператор Эрмитава сопряжения (комплексное сопряжение и транспонирование).

После ориентации луча в заданном направлении согласно (6) мощность или дисперсия сигнала на выходе ДОС DAS равна:

$$P(\mathbf{z}) = \sigma^2 = \mathbb{E}\{|\mathbf{z}|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \quad (7)$$

где $\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\}$ – корреляционная матрица входящего сигнала; $\mathbb{E}\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания.

В выражении (5) набор фазовых задержек $e^{-j\omega\tau_m}$ для каждого m – го элемента AP из набора $m = 0, \dots, M - 1$ элементов образует так называемый направляющий вектор \mathbf{e} диаграммообразующей схемы, который управляет направлением сканирования луча AP. Допустим, нужно измерить выходную мощность диаграммообразующей схемы $P(\mathbf{e})$, как функцию угла сканирования AP, или же как функцию направляющего вектора \mathbf{e} . На выходе ДОС получится так называемый отклик диаграммообразующей схемы $P(\mathbf{e})$, физический смысл которого есть пространственный спектр. Отклик ДОС можно представить следующим выражением:

$$P(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^H \mathbf{R} \mathbf{e}. \quad (8)$$

Для оценки пространственного спектра диаграммообразующей схемы с заданной антенной решеткой, работающей по алгоритму задержки и суммирования, требуется сформировать луч в заданном пространственном направлении и затем использовать выражение (7) для оценки выходной мощности ДОС. Эквивалентным подходом оценки пространственного спектра является взвешивание принятых входных сигналов и вычислении по формуле (8) отклика ДОС в произвольном направлении сканирования.

Рис. 2б иллюстрирует пример определения направлений прихода сигналов от трех ИРИ с различной мощностью в пространстве по углу места θ и азимуту ϕ круговой антенной решеткой из 22 элементов в развертке UV.

Финансовая поддержка. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

Список используемых источников

1. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ 2014. С. 124–128.

2. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.

3. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ 2015. Т. 1. С. 122–126.

4. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах. Материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. СПбПУ Петра Великого. 2015. С. 25–26.
5. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
6. Фокин Г. А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения : дис. ... докт. техн. наук : 05.12.04, 05.12.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2021. 499 с.
7. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
8. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
9. Лазарев В. О., Фокин Г. А. Особенности реализации и перспективы развития технологии Massive MIMO в сетях // Интернет вещей и 5G (INTHITEN 2017). 3-я международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых / Под ред. А. Е. Кучерявого. 2017. С. 186–190.
10. Мамонтов Д. Е., Фокин Г. А. Использование технологий Massive MIMO в сетях 5G // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 236–241.
11. Степанец И., Фокин Г. Особенности реализации Massive MIMO в сетях 5G // Первая миля. 2018. № 1 (70). С. 46–52.
12. Степанец И. В., Фокин Г. А., Мюллер А. Способы оценки пропускной способности систем massive MIMO // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 10. С. 64–69.
13. Степанец И. В., Фокин Г. А. Оценка показателей качества разнесенного приема систем Massive MIMO // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2018. Т. 3. С. 279–284.
14. Кулик И. Ю., Фокин Г. А. Возможности диаграммообразования Smart антенн // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 210–214.
15. Бабков В. Ю., Фокин Г. А. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4 (82). С. 77–84.
16. Фокин Г. А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2009. 144 с.
17. Bartlett M. S. Periodogram analysis and continuous spectra. *Biometrika*. 1950. Vol. 37. № 1–2. P. 1–16.
18. Grythe J., Norsonic A. S. Beamforming algorithms-beamformers. Technical Note. Norsonic AS. Norway. 2015. URL: <https://web2.norsonic.com/wp-content/uploads/2016/10/TN-beamformers.pdf> (дата обращения 24.01.2023).

УДК 621.397
ГРНТИ47.51.39

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМАХ ИММЕРСИВНОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Н. Н. Беляева, В. В. Дуклау, Н. К. Лысиков,
Т. Г. Смаглиенко, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Конечной целью создания любого телевизионного изображения является обеспечение иммерсивности – эффекта погружения в искусственно созданную среду. 3D видео позволяет воспроизводить трехмерность окружающего нас пространства. Качественное воспроизведение пространственных характеристик определяется эффективностью выбора параметров системы иммерсивной реальности.

Приводится методика расчета ряда важнейших пространственных параметров подобных систем, основанная на известных литературных источниках. Данная методика может быть использована на практических занятиях и при курсовом проектировании.

системы иммерсивной реальности, стереопара, параллакс, пространственные характеристики.

Конечной целью создания любого объемного (3D – *threedimensional*) телевизионного изображения является обеспечение эффекта иммерсивности – глубокого погружения наблюдателя в окружающую его виртуальную естественную или искусственно созданную среду. Важнейшими звеньями системы иммерсивной реальности (СИР), являются стереотелевизионные видеокамеры, включающие блоки записи/воспроизведения 3D видеоконтента и устройства стереонаблюдения (ТВ стереоскопы, шлемы, очки виртуальной реальности, стереотелевизионные проекторы, телевизоры 3D и т. п.).

Воспроизведение 3D видеоконтента требует расчета и согласования определенных параметров 3D сцены и стереотелевизионной (3D) камеры с параметрами воспроизводящего устройства и условиями наблюдения 3D изображения, сформированного с двух позиций, отличающихся величиной горизонтального базиса стереосъемки B_c . Анализ величины и знака параллаксов разноудаленных объектов зрительной системой человека и позволяет зрительному центру мозга сформировать представление о глубине 3D пространства, объемности и рельефе объектов.

Процесс формирования в сознании наблюдателя виртуального пространственного образа 3D сцены при предъявлении наблюдателю изображений СП требует выполнения ряда условий:

- рассматривания левого изображения СП только левым, а правого – только правым глазом наблюдателя, т. е. 100 % сепарации изображений СП;
- ограничения максимальных значений параллаксов объектов в изображениях СП величиной P_{\max} :

$$P_{\max} < 0,03L_n,$$

где L_n – расстояние от наблюдателя до экрана дисплея [1].

При стереосъемке 3D сцены стереокамерой с параллельными оптическими осями объективов параллаксу P_{\max} соответствует ближайший к камере объект 3D пространства. По мере удаления объектов от камеры параллакс этих объектов будет стремиться к нулю. Тогда глубина зоны стереовосприятия будет ограничена интервалом значений параллаксов от P_{\max} до 0, а число планов N , характеризующих разрешающую способность стереосистемы по глубине, можно оценить отношением:

$$N = \frac{P_{\max}}{P_{\min}},$$

где P_{\min} – минимальное изменение параллакса, соответствующее смещению объекта по глубине, равное величине одного пикселя дисплея.

Глубину зоны стереовосприятия можно увеличить путем смещения центров объективов камеры или растров дисплеев так, чтобы совместить изображение плана, соответствующего наиболее удаленным объектам с плоскостью нулевых параллаксов, совпадающих с плоскостью виртуального экрана дисплея [2].

Для создания условий комфортного наблюдения 3D изображений СП в СИР, сформулированных в стереоскопии [1], необходимо рассчитать предельные положения объектов в пространстве 3D сцены и сформулировать рекомендации по выбору базиса стереосъемки B_c и фокусного расстояния F объективов стереокамеры.

При этом должны быть заданы значения базиса наблюдения изображений СП B_n и расстояние рассматривания L_n изображений СП на экранах дисплеев. Базис наблюдения, равный межзрачковому расстоянию B_n , расстояние наблюдения L_n до экранов виртуального дисплея, величина максимального параллакса P_{\max} являются исходными данными для расчета.

Расчет параметров пространства объектов требует выбора положения плоскости рампы L_p – расстояния до объектов некоторого, условно среднего плана, отделяющего объекты переднего плана от объектов задних планов, относительно которого определяются предельные положения объектов сцены переднего и заднего плана.

Масштаб виртуального 3D изображения M зависит от соотношения размеров матриц камеры и дисплея и фокусного расстояния объективов стереокамеры F . Топология виртуального (рис. 1) и реального пространства 3D сцены подобны и позволяют принять в качестве исходных следующие соотношения:

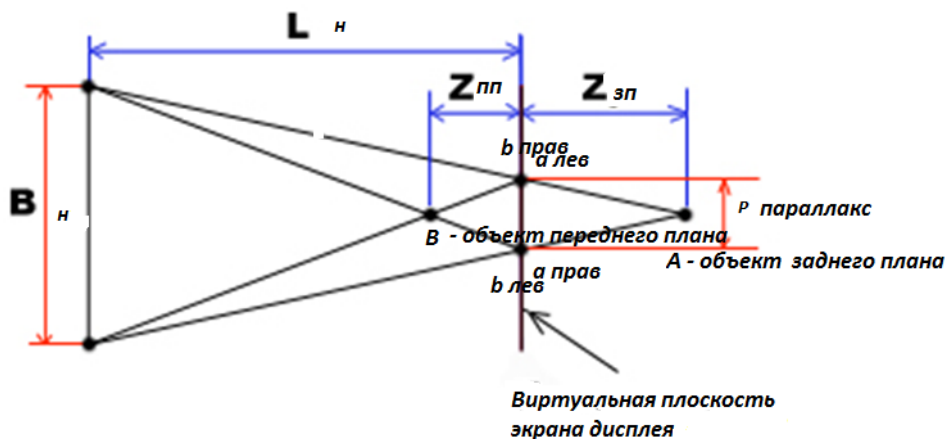


Рис. 1. Виртуальное пространство, формируемое в сознании наблюдателя при бинокулярном наблюдении изображений СП

- базису наблюдения B_n соответствует базис стереосъемки B_c :

$$B_c = M \cdot B_n$$

- расстоянию наблюдения L_n от наблюдателя до экранов дисплея, совмещенных с плоскостью нулевых параллаксов, соответствует расстояние L_p от матриц ПЗС стереокамеры до плоскости рампы, также совпадающей с плоскостью, в которой параллакс объектов равен нулю:

$$L_p = M \cdot L_n .$$

Величина максимально допустимого параллакса P_{\max} в пространстве изображений однозначно определяет предельные положения переднего $Z_{\text{пп}}$ и заднего $Z_{\text{зп}}$ виртуальных планов, а $Z'_{\text{пп}}$ и $Z'_{\text{зп}}$ – планов в пространстве объектов.

Используя геометрические соотношения (рис. 1), можно определить предельное положение объектов заднего и переднего планов для пространства изображений [3]:

$$Z_{\text{зп}} = \frac{(L_n \cdot P_{\max})}{(B_n - P_{\max})},$$

$$Z_{\text{пп}} = \frac{(L_n \cdot P_{\max})}{(B_n + P_{\max})},$$

для пространства объектов:

$$Z'_{\text{зн}} = \frac{(L_p \cdot P_{\text{max}})}{(B_c - P_{\text{max}})},$$

$$Z'_{\text{ин}} = \frac{(L_p \cdot P_{\text{max}})}{(B_c + P_{\text{max}})}.$$

Если $M = 1$, условия пропорционального отображения 3D сцены в пространстве 3D изображений соблюдаются и $L_p = L_o$, где L_o – основная дистанция рампы.

Если условия съемки связаны с приближением к объекту или с увеличением его изображения вариооптикой, расстояние до объекта, находящегося в плоскости рампы, изменится, L_p не будет равным L_o .

Нарушение геометрических пропорций, обусловленное изменением масштаба изображения M , можно оценить отношением основной дистанции рампы L_o к расчетной L_p или отношением фокусного расстояния объектива при съемке с тех же дистанций:

$$M = \frac{L_o}{L_p} = \frac{F_p}{F_o}.$$

При съемке сцен, в измененном (уменьшенном) относительно реальных размеров масштабе, величина базиса стереосъемки B_c может быть пропорционально изменена (увеличена) на величину, кратную степени масштабного уменьшения изображения на экране. При этом соотношения между поперечными и продольными (глубинными) размерами объектов будут нарушены. Величина этих искажений характеризуется пластикой изображения $\Pi_{\text{сир}}$ [3]:

$$\Pi_{\text{сир}} = M \cdot \frac{B_c \cdot F}{B_n \cdot L_n}.$$

Общая глубина стереоскопического пространства Z_{Σ} :

$$Z_{\Sigma} = Z_{\text{ин}} + Z_{\text{зн}},$$

отображаемого СИР с допустимыми значениями параллаксов в пространстве изображений, равна суммарной величине глубин $Z_{\text{ин}}$ предэкранного и $Z_{\text{зн}}$ заэкранного пространства и однозначно определяет предельные положения объектов 3D сцены. Чем больше расстояние от экрана дисплея до наблюдателя L_n , тем больше для него субъективный пространственный диапазон – глубина виртуального трехмерного изображения сцены.

Минимально заметному смещению объектов сцены по глубине соответствует минимальное изменение параллакса P_{min} , равное величине одного пикселя дисплея СИР.

Совмещение плоскости нулевых параллаксов с виртуальной плоскостью, совпадающей с плоскостью экрана дисплея, позволяет удвоить число планов, воспроизводимых СИР за счет переноса объектов передних планов

в предэкранное виртуальное пространство. Тогда общее число планов N , различаемых наблюдателем по глубине виртуальной сцены:

$$N = 2 \frac{P_{\max}}{P_{\min}}.$$

Глубина комфортно наблюдаемого 3D пространства, передаваемого суммарным диапазоном положительных (в заэкранном пространстве) и отрицательных (в предэкранном пространстве) параллаксов, обеспечивается съемкой сцены в пропорционально-пространственных соотношениях, при которых дистанция до плоскости рампы удовлетворяет соотношению [3]:

$$L_p = \frac{B_c \cdot F}{P_{\max}}.$$

При съемке с расстояния L_c , меньшего расчетной дистанции рампы L_p , объекты на конечной дистанции заэкранного пространства будут передаваться параллаксами, равными величине параллакса бесконечности, поэтому виртуальное 3D пространство будет восприниматься наблюдателем в искаженных пространственных соотношениях с коэффициентом гипертрофии H :

$$H = \frac{L_p}{L_c}.$$

Чтобы удаленные от камеры объекты не воспроизводились с параллаксами, значительно превышающими величину P_{\max} , глубину пространства снимаемой стереокамерой 3D сцены необходимо ограничить объектами, расположенными на конечной дистанции $L_{\text{дл}} = L_{3\text{пmax}}$:

$$L_{\text{дл}} = \frac{B_c \cdot F}{(H - 1)P_{\max}}.$$

Дистанцию $L_{\text{дл}}$ можно увеличивать, если изображения объектов на заднем плане не рассчитаны на их детальное рассматривание (объект на фоне неба или водной глади). Фоновые объекты могут находиться за пределами $L_{\text{дл}}$ [3].

При съемке с гипертрофией минимально допустимая величина ближней дистанции:

$$L_{\text{бл}} = \frac{B_c \cdot F}{(H + 1)P_{\max}}.$$

Если 3D изображение представляет собой динамический сюжет, объекты которого двигаются в направлениях на или от наблюдателя, то на короткое время объекты могут находиться на дистанции, более близкой к стереокамере, чем расчетное значение $L_{\text{бл}}$.

Таким образом, предлагаемая методика расчета пространственных параметров изображения в системах иммерсивной реальности сводится

к определению положения объектов в реальном пространстве 3D сцены при заданных предельных значениях параллаксов переднего и заднего планов.

Список используемых источников

1. Валюс Н. А. Стереоскопия. М. : Изд-во АН СССР, 1962. 379 с.
2. Федоров С. Л. 3D ТВ: Природа объема // 625. 2010. № 3. С. 66–71.
3. Мелкумов А. С. Стереоскопический кинематограф: учебное пособие. М. : ВГИК, 2013. 142 с.

УДК 621.396
ГРНТИ 47.05.15

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ СЕТЕЙ WI-FI НА ТЕРРИТОРИИ СПБГУТ

А. В. Бобровский

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной работе рассматриваются вопросы влияния верного планирования сети на электромагнитную обстановку в помещении. Определяются проблемы с равномерностью покрытия и распределением нагрузки в соответствии с концентрацией абонентов сети. Так же рассмотрен вопрос актуальности оборудования сети и возможности перехода на современные аналоги. В результате определено, что по многим параметрам корпоративная сеть на территории университета сильно устарела и требует модернизации.

Wi-fi, 802.11, СПБГУТ, ЭМС.

Wi-Fi – это технология беспроводной передачи данных, которая позволяет устанавливать соединение между устройствами и получать доступ к интернету без использования проводов. Wi-Fi стал неотъемлемой частью нашей повседневной жизни, позволяя нам работать, учиться и развлекаться в любой точке мира. Большая часть коммерческих и домашних помещений уже в той или иной степени покрыта сетями Wi-Fi, но эффективность данных сетей зачастую не рассматривалась в процессе проектирования и развёртывания. В связи с чем было принято решение исследовать уже существующую сеть на территории нашего вуза на предмет эффективности, помехоустойчивости и площади покрытия.

Для начала было необходимо выбрать несколько ключевых параметров, по которым будет оцениваться качество развёрнутой сети. В нашем случае подходят такие параметры как:

- уровень принимаемого сигнала (дБм) как основной фактор, отвечающий за приём сигнала;
- SNR (отношение сигнал/шум, дБ) как основной фактор, отвечающий за пропускную способность сети;
- внутриканальная интерференция как вторичный фактор, отвечающий за нагруженность сети (рис. 1а);
- внеканальная интерференция как вторичный фактор, отвечающий за эффективное распределение частот (рис. 1б);
- частотный диапазон;
- расположение точек доступа.

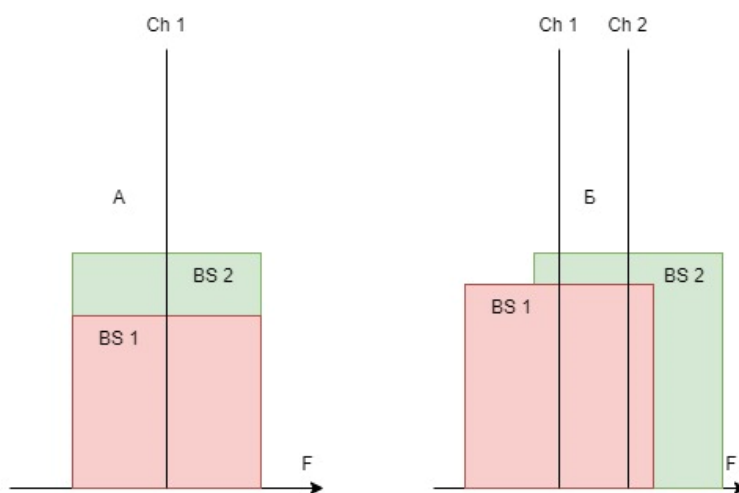


Рис. 1. Интерференция: а) внутриканальная; б) внеканальная

Для инспектирования было использовано ПО Ekahau Pro [1] как один из вариантов ПО, который может не только инспектировать существующую сеть, но и проводить моделирование планируемой сети.

Результаты инспектирования одного из этажей вуза представлены на рис. 2. На нём можно видеть тепловую карту уровня принимаемого сигнала на площади 4 этажа университета, разделённую на 2 части, соответствующие двум диапазонам, используемых в Wi-Fi в РФ – 2,4 и 5 ГГц.

На рис. 2 можно заметить, что покрытие сети неравномерное и в левой верхней части плана уровень принимаемого сигнала значительно уменьшается не только для диапазона 5 ГГц, но и для диапазона 2,4 ГГц, что влечёт за собой снижение пропускной способности.

В силу особенностей исследуемой области, уровень шумов крайне мал, что влечёт за собой относительно высокий уровень SNR, который в нашем случае практически полностью зависит от уровня принимаемого сигнала.

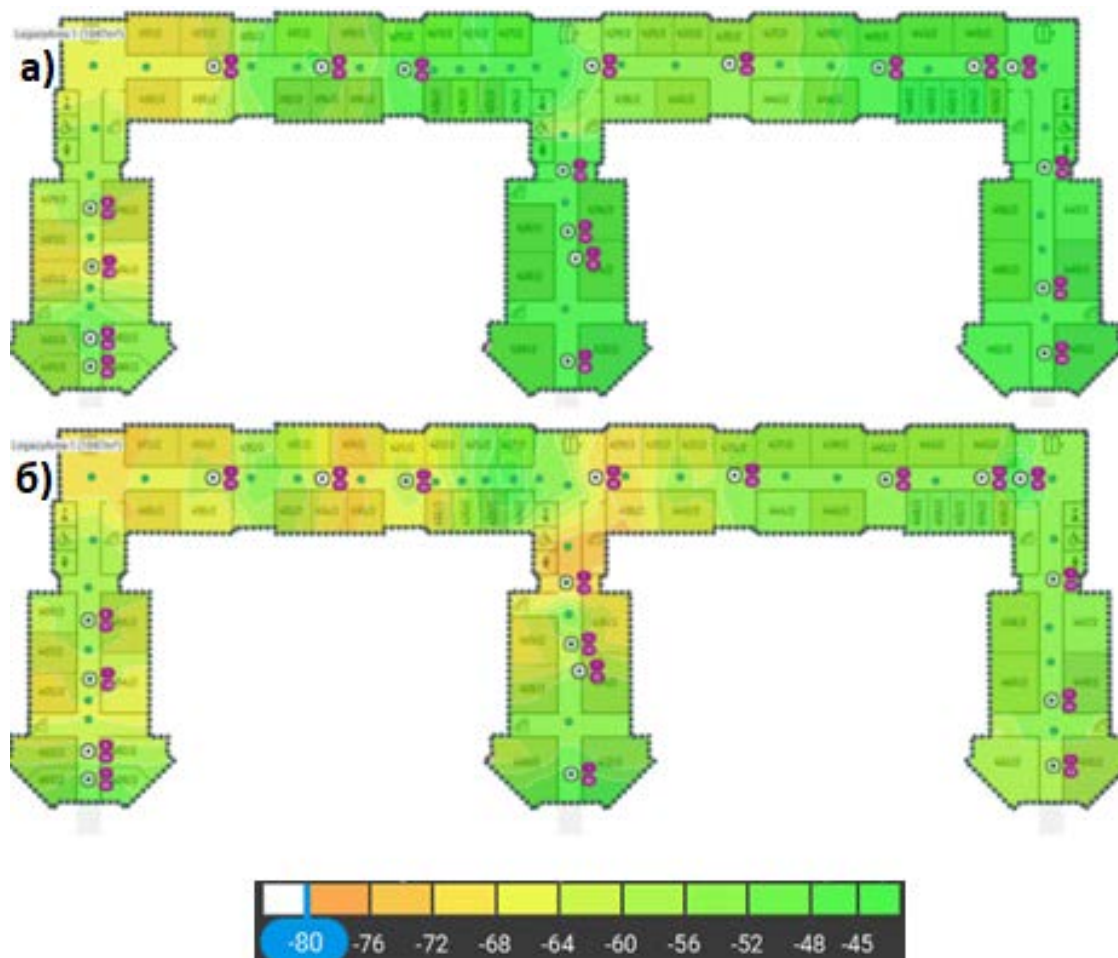


Рис. 2. Тепловая карта уровня принимаемого сигнала: а) 2,4 ГГц; б) 5 ГГц

На рис. 3 (см. ниже) представлена карта внутриканальной интерференции, на которой можно заметить значительное ухудшение в диапазоне 2,4 ГГц и не такое значительное, но всё равно значимое ухудшение в диапазоне 5 ГГц. Причин этого может быть множество, но главной является неэффективное распределение используемых каналов точками доступа, а именно отсутствие вертикального разноса каналов между этажами.

Большая часть точек доступа внутренней сети работает на стандартах 802.11n и 802.11ac. Так же важно заметить, что в процессе инспектирования были замечены точки доступа, работающие по стандарту 802.11b (1999 год), который на данный момент не только технически, но и морально устарел.

Самой мало покрытой областью можно назвать 2 этажа, представленных на рис. 4 (см. ниже), на которых покрытие сетью Wi-Fi в диапазоне 5 ГГц практически отсутствует, это особенно важно потому что именно в диапазоне 5 ГГц возможно предоставление пользователю значительной пропускной способности, поэтому значительное количество пользователей будет работать с небольшой частью сети, работающей в диапазоне 2,4 ГГц, что ещё сильнее снизит пропускную способность на каждого пользователя, что является значительной проблемой [2].

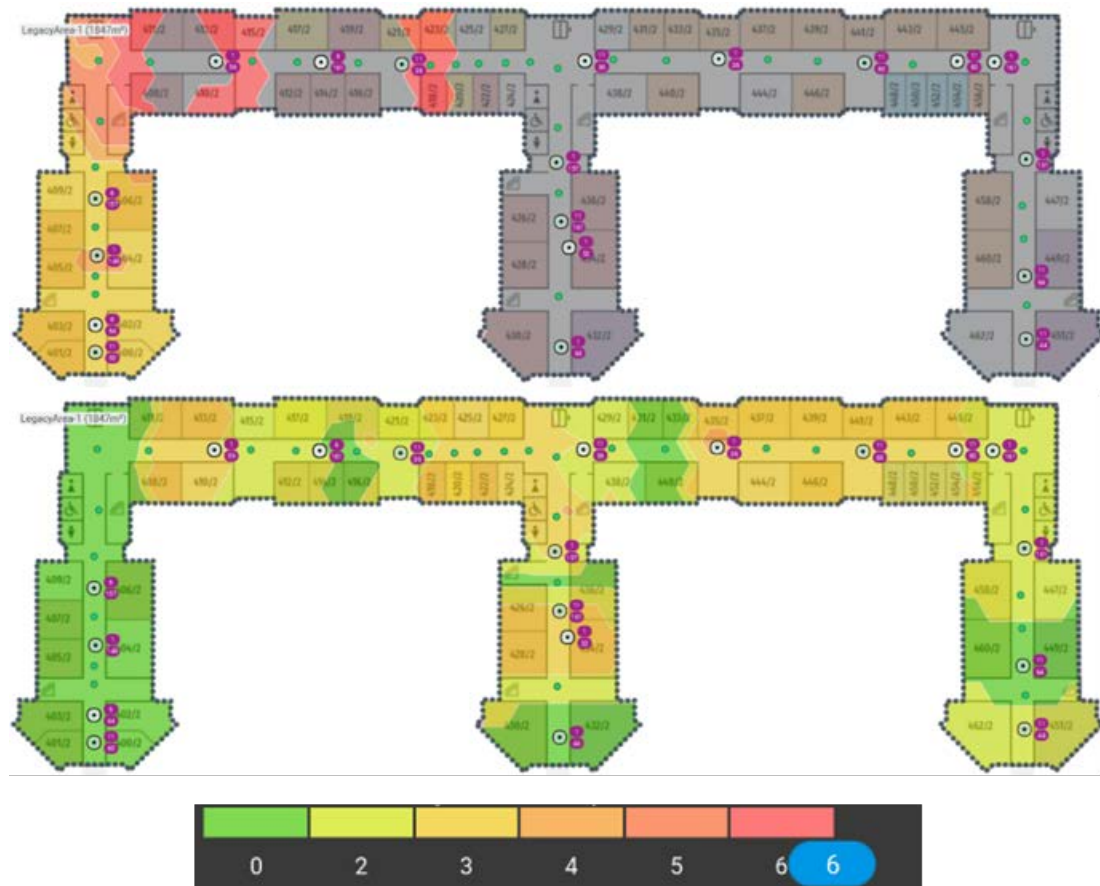


Рис. 3. Карта внутриканальной интерференции 4 этажа в диапазонах 2,4 и 5 ГГц соответственно

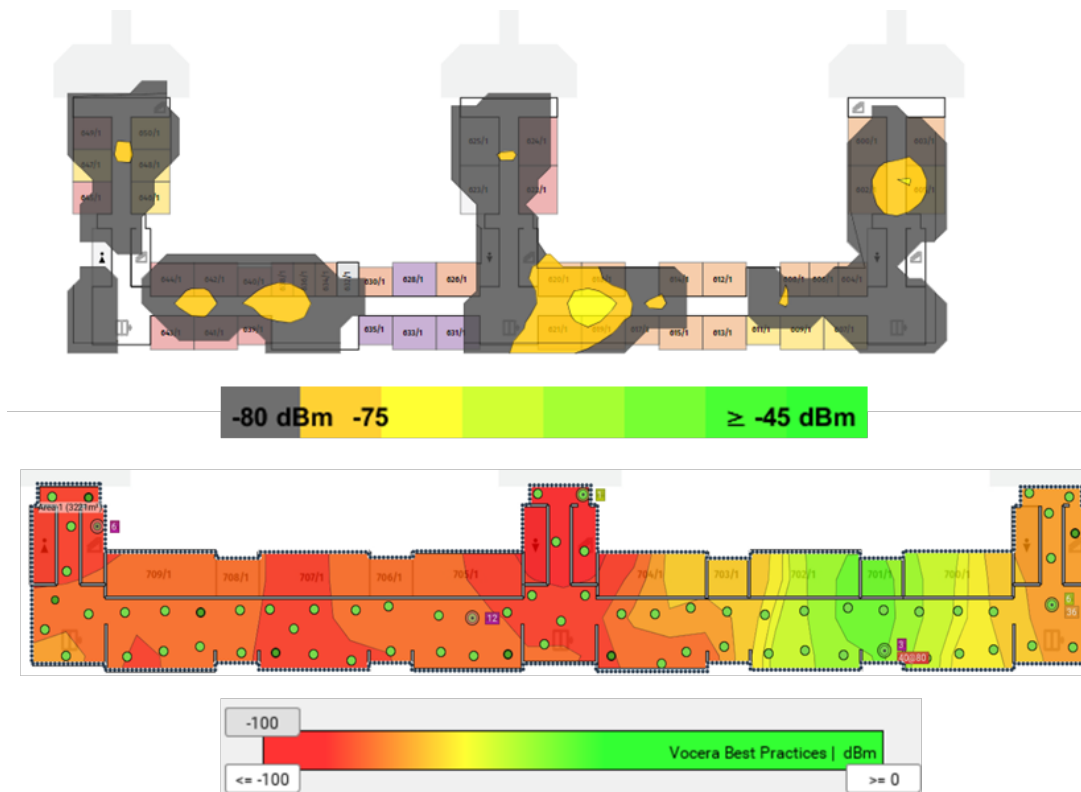


Рис. 4. Карта уровня сигнала для 6 и 7 этажей в частотном диапазоне 5 ГГц

Решение данной проблемы является создание сети Wi-Fi диапазона 5 ГГц в данной области. Выбранное ПО так же позволяет проводить планирование сети с учётом множества разных параметров, например, затухание сигнала в зависимости от типа и толщины стен или от типа помещения. Результат планирования сети можно наблюдать на рис. 5.

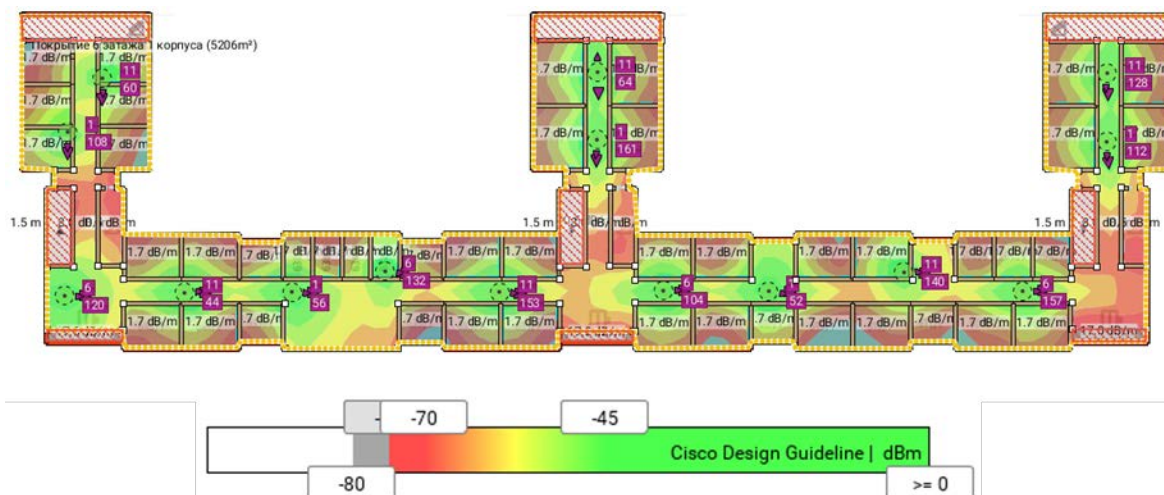


Рис. 1 Планируемая сеть Wi-Fi диапазона 5 ГГц на 6 этаже

В результате планирования на рис. 5 можно увидеть, что основная часть этажа покрывается спланированной сетью Wi-Fi диапазона 5 ГГц с достаточным уровнем принимаемого сигнала, учитывая значительной толщины стены и полную загрузку помещений.

Список используемых источников

1. Vanhatupa T. Wi-Fi capacity analysis for 802.11 ac and 802.11 n: Theory & practice // EkaHau Inc. 2013.
2. Khorov E. et al. A tutorial on IEEE 802.11 ax high efficiency WLANs // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2018. V. 21. No. 1. PP. 197–216.

Статья представлена научным руководителем, доцентом кафедры PCuB СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом О. А. Симоновой.

УДК 621.396.67
ГРНТИ 47.14.23

АДАПТИВНОЕ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ ЭТАЛОННОГО СИГНАЛА, ОЦЕНИВАЕМОГО ФИЛЬТРОМ КАЛМАНА

И. А. Бойко, Е. И. Глушанков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Целью данной работы являлось получение диаграммы направленности адаптивной антенной решётки с помощью алгоритмов LMS и RLS в условиях неопределённости эталонного сигнала, требуемого для алгоритмов, оптимальных по минимуму среднеквадратической ошибки. В данном случае задача оценивание эталонного сигнала осуществляется с использованием фильтра Калмана. Приведено математическое описание работы фильтра Калмана для случая неопределённости эталонного сигнала, а также работы адаптивных алгоритмов LMS и RLS после получения оценки. Представлены результаты моделирования адаптивных алгоритмов при использовании оценки эталонного сигнала, полученного в результате калмановской фильтрации, при изменении отношения сигнал/шум и параметров фильтра Калмана. В работе исследовалось влияние отношения сигнал/шум, а также параметров фильтра Калмана на изменение формы диаграммы направленности, полученных в результате работы адаптивных алгоритмов. В конце приведены рекомендации к параметрам фильтра Калмана для работы адаптивных алгоритмов LMS и RLS .

фильтр Калмана, адаптивное диаграммообразование, LMS , RLS , оценка сигнала.

Алгоритмы адаптивного диаграммообразования преобразуют вектор входных сигналов \vec{x} в выходной сигнал y , который стремится к эталонному сигналу d по некоторому критерию (чаще всего используют минимум средней ошибки или минимум среднего квадрата ошибки) [1]. В случае, если информация об эталонном сигнале отсутствует, то его необходимо оценивать в реальном времени [2, 3]. Модель такой системы, состоящей из фильтра Калмана для оценивания эталонного сигнала и непосредственно алгоритма адаптивного диаграммообразования приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема адаптивного диаграммообразования

Предположим, что необходимо оценить эталонного сигнала d , недоступного непосредственному измерению. [4] Вместо этого измеряется другой параметр x_1 , зависящий от d .

Для стационарного образцового сигнала модель сообщения и модель наблюдения выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}d_n &= F_{n-1}d_{n-1} + G_{n-1}w_{n-1}, \\x_{1,n} &= H_n d_{n-1} + v_n,\end{aligned}$$

где w_n – формирующий шум, v_n – шум измерений – стационарные белые некоррелированные последовательности с дисперсиями D_w и D_v соответственно; F_n, G_n, H_n – в данном случае неизвестные стационарные функции времени.

Запишем рекуррентную формулу для оценки \hat{d}_n в форме линейной комбинации оценки на предыдущем шаге \hat{d}_{n-1} и наблюдения $x_{1,n}$:

$$\hat{d}_n = b_n \hat{d}_{n-1} + k_n x_{1,n}.$$

Найдём дисперсию ошибки $e_n = d_n - \hat{d}_n$ из условия её минимума и вычислим значения коэффициентов b_n и k_n :

$$D_n = E \left\{ (d_n - \hat{d}_n)^2 \right\} = E \left\{ (d_n - b_n \hat{d}_{n-1} - k_n x_{1,n})^2 \right\}.$$

Вычислим производные:

$$\begin{aligned}\frac{\partial D_n}{\partial b_n} &= 2E \left\{ (d_n - b_n \hat{d}_{n-1} - k_n x_{1,n})(-\hat{d}_{n-1}) \right\}, \\ \frac{\partial D_n}{\partial k_n} &= 2E \left\{ (d_n - b_n \hat{d}_{n-1} - k_n x_{1,n})(-x_{1,n}) \right\}.\end{aligned}$$

Приравнявая к нулю производные можно найти соотношение между коэффициентами:

$$k_n = \frac{D_n H_n}{D_v}; \quad D_n^{-1} = (F_{n-1}^2 D_{n-1} + D_w)^{-1} + H_{n-1}^2 / D_v; \quad b_n = F_n - k_n H_n F_n.$$

На рис. 2 (см. ниже) представлены результаты работы фильтра Калмана для получения оценки эталонного сигнала \hat{d} из входной смеси сигнала с шумом x_1 . На рисунке видно, что оценка сигнала \hat{d} близка по форме к сигналу d , задержка сигнала возникает из-за инерционности работы алгоритма.

Подставив значения оценки образцового сигнала в алгоритм LMS, получим рекуррентную формулу алгоритма:

$$\begin{aligned}e_n &= \hat{d}_n - \mathbf{h}_n^H \mathbf{x}_n, \\ \mathbf{h}_{n+1} &= \mathbf{h}_n + \mu e_n \mathbf{x}_n.\end{aligned}$$

Аналогично, подставив значения оценки образцового сигнала в алгоритм RLS, получим рекуррентную формулу алгоритма:

$$e_n = \hat{d}_n - \mathbf{h}_n^H \mathbf{x}_n,$$

$$\mathbf{K}_n = \frac{\mathbf{P}_n \mathbf{x}_n}{\lambda + \mathbf{x}_n^H \mathbf{P}_n \mathbf{x}_n},$$

$$\mathbf{P}_{n+1} = \mathbf{P}_n - \mathbf{K}_n \mathbf{x}_n^H \mathbf{P}_n,$$

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n + \mathbf{K}_n e_n.$$

На рис. 3 показаны диаграммы направленности восьмиэлементной адаптивной антенной решётки (ААР), полученные в результате работы алгоритма LMS при различных уровнях ОСШ = 20, 15, 10, 5 и направлении прихода сигнала – 30° к нормали антенной решётки. На графиках представлен анализ полученных диаграмм направленности при использовании в качестве эталонного сигнала непосредственно самого эталонного сигнала d , его оценки \hat{d} и одного из входных сигналов антенной решётки x_1 . Из рис. 3 видно, что для алгоритма LMS использование оценки эталонного сигнала, полученного в результате калмановской фильтрации, целесообразно в случае низкого ОСШ.

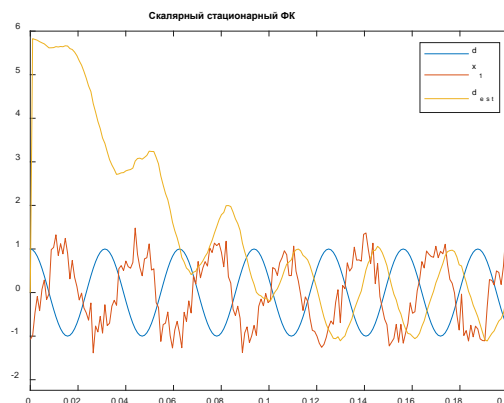


Рис. 2. Сравнение сигналов d , x_1 и \hat{d}

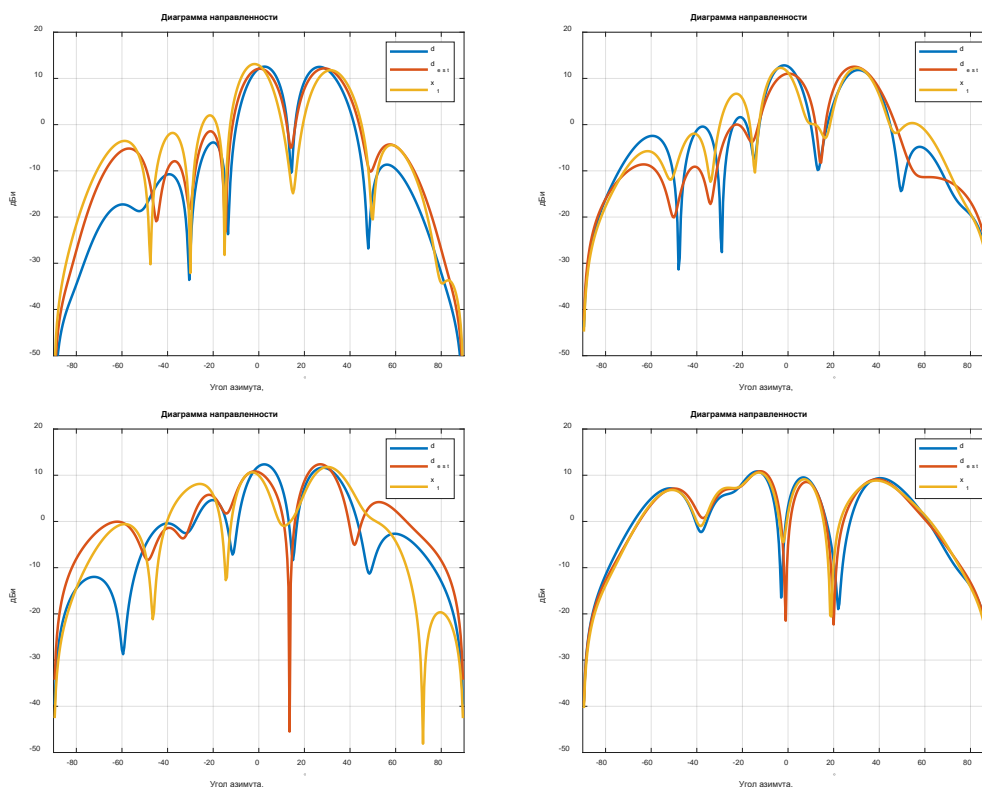


Рис. 3. Диаграммы направленности ААР, полученные в результате работы алгоритма LMS, при различных образцовых сигналах, при ОСШ 20, 15, 10, 5 дБ

На рис. 4 представлено сравнение ДН, полученных в результате работы алгоритма LMS при ОСШ = 10 дБ, и различных значениях параметра D_w и D_v фильтра Калмана. Для алгоритма LMS рекомендуется брать большие значения дисперсии шума измерения D_v , чем они есть на самом деле, а также большие значения дисперсии формирующего шума D_w .

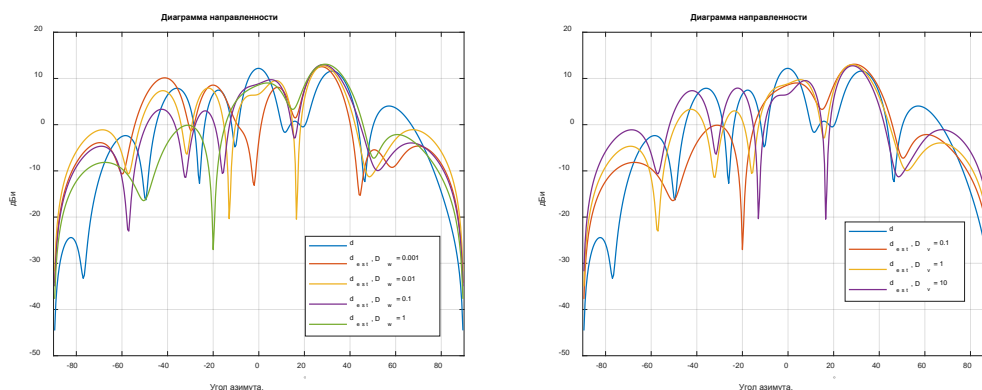


Рис. 4. Диаграммы направленности ААР, полученные в результате работы алгоритма LMS, при различных значениях параметра D_v и D_w

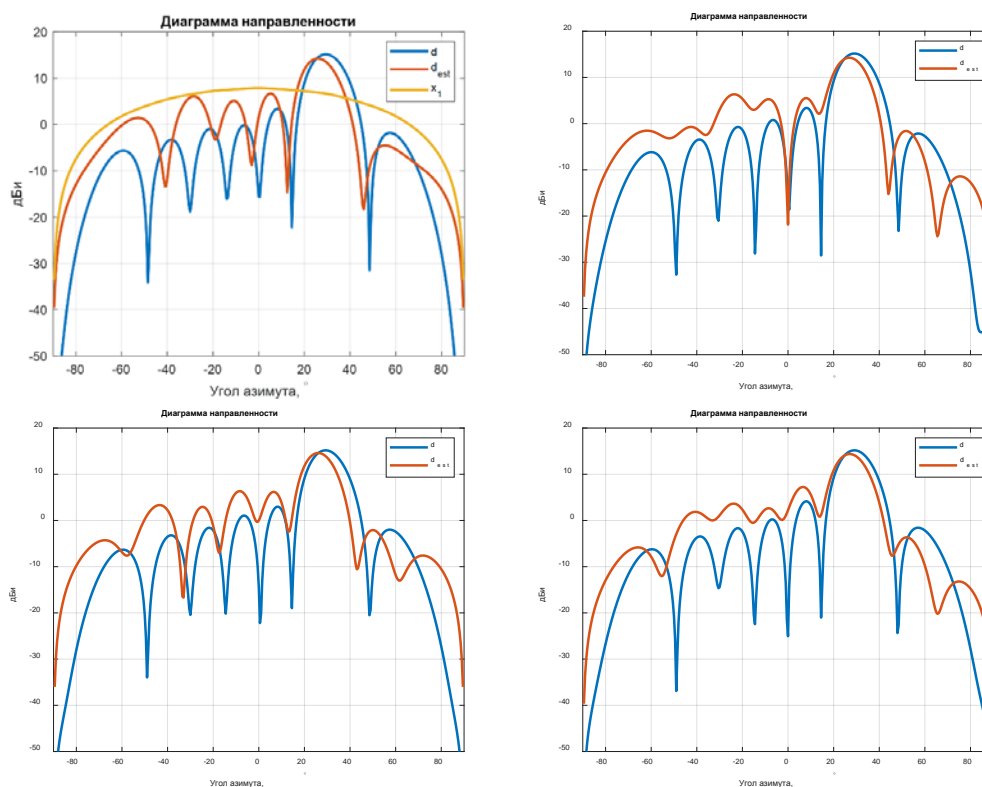


Рис. 5. Диаграммы направленности ААР, полученные в результате работы алгоритма RLS, при различных образцовых сигналах, при ОСШ 20, 15, 10, 5 дБ

На рис. 5 показаны диаграммы направленности восьмиэлементной адаптивной антенной решётки (ААР), полученные в результате работы алгоритма RLS при различных уровнях ОСШ = 20, 15, 10, 5 и направлении

прихода сигнала – 30° к нормали антенной решётки. На графиках представлен анализ полученных диаграмм направленности при использовании в качестве эталонного сигнала непосредственно самого образцового сигнала d , его оценки \hat{d} и одного из входных сигналов антенной решётки x_1 . Из рис. 5 видно, что для алгоритма RLS использование оценки эталонного сигнала, полученного в результате калмановской фильтрации, целесообразно в случае низкого ОСШ.

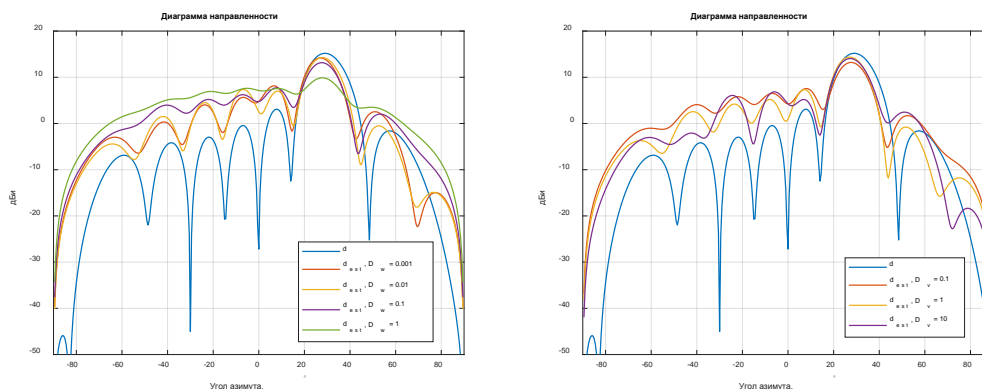


Рис. 6. Диаграммы направленности ААР, полученные в результате работы алгоритма RLS, при различных значениях параметра D_v и D_w

На рис. 6 представлено сравнение ДН, полученных в результате работы алгоритма RLS при ОСШ = 10 дБ, при ОСШ = 10 дБ, и различных значениях параметра D_w и D_v фильтра Калмана. Для алгоритма RLS рекомендуется брать большие значения дисперсии шума измерения D_v , чем они есть на самом деле, а также меньшие значения параметра D_w .

Список используемых источников

1. Солонина А. И. Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB. СПб. : БХВ-Петербург, 2018. 548 с.
2. Лыгач А. Н., Давыденко И. Н. Исследование фильтра Калмана в курсе цифровой обработки сигналов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2022 : материалы научно-технической конференции. С. 172–177.
3. Поборчая Н. Е., Лобова Е. О. Анализ использования фильтра Калмана в процедуре детектирования сигнала в системе с ММО и приемником прямого преобразования // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 4–9.
4. Сейдж А., Мелс Дж. Идентификация систем; пер. с англ. / Под ред. проф. Б. Р. Левина. М. : Связь, 1976. 496 с.

УДК 621.396.67
ГРНТИ 47.45.29

СОЗДАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ШИРОКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ОСНОВЕ БИНАРНОГО КОДИРОВАНИЯ

М. Г. Борисов, К. О. Коровин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время, вследствие быстрого внедрения цифровых технологий, требуется все большая пропускная способность систем связи. При этом, на частотах ниже 6 ГГц наблюдается сильная загруженность спектра, обусловленная наличием большого количества различных систем связи. В этой связи, для развития систем связи нового поколения – 5G и 6G – также предполагается активное внедрение диапазона миллиметровых волн, соответствующего диапазону частот 24,25–27,5 ГГц в России и разработка соответствующих антенн и устройств. В данной работе рассмотрены антенны, применяемые для систем 5G миллиметрового диапазона, а также представлены результаты моделирования многослойной патч-антенны с широкой диаграммой направленности, основанной на методе бинарного кодирования, проведено сравнение с традиционными патч-антеннами.

патч-антенна, моделирование, диаграмма направленности, HFSS, диапазон частот 5G.

Использование диапазонов частот миллиметровых волн в технике связи связано с рядом технических проблем. В частности, они подвержены сильному затуханию при распространении и в дожде [1], вследствие чего могут быть использованы в системах мобильной связи на небольших расстояниях. Для компенсации ослабления сигнала, требуется использование многоэлементных антенных решеток, обеспечивающих большой коэффициент усиления, большие углы сканирования, обладающих оптимальными массогабаритными показателями. Для решения задачи построения антенной решетки, нужно спроектировать антенный элемент, обладающий вышеперечисленными характеристиками.

В качестве элемента антенной решетки была выбрана микрополосковая патч-антенна. Данный тип антенны представляет собой металлическую пластину (патч), отделенную от плоского металлического экрана слоем диэлектрика, с цепью питания. Обычно патч имеет прямоугольную форму, с расстоянием между излучающими сторонами примерно $\lambda/2$ [2].

Выбор патч антенн обусловлен тем, что они просты в изготовлении, имеют высокую точность изготовления и малую стоимость за счет исполь-

зования технологий печатных плат, и обладают хорошими характеристиками для использования в качестве излучающих элементов антенных решеток. Недостатками являются сложность реализации некоторых типов питания, слабая направленность и, для простых патч антенн, узкая рабочая полоса частот.

Для расширения полосы рабочих частот патч-антенны была изменена форма печатного элемента и использовалось несколько слоев, т. е. был добавлен паразитный патч. При использовании нескольких слоев возможно расширение полосы пропускания при настройке активного и пассивного патча на разные частоты. Рабочая полоса максимальна в случае, когда резонансные частоты патчей находятся достаточно близко. Изменение структуры верхнего печатного элемента приводит к расширению полосы рабочих частот за счет снижения добротности антенны и создание областей (щелей), резонирующих (излучающих) на разных частотах [3].

Для изменения формы и достижения требуемых параметров (ширина ДН, рабочая полоса частот) использовался метод двоичного кодирования, представленный на рис. 1, суть которого заключается в том, что квадратный патч разбивается на 10×10 одинаковых квадратов и этим квадратам присваивается значение 0, либо 1, где 0 – это наличие металла (отсутствие щели), а 1 – это сквозное отверстие в патче. В дальнейшем полученные элементы разбиения формируют поток бит, который изменяется при помощи алгоритма роя частиц для получения оптимальных значений целевых параметров.

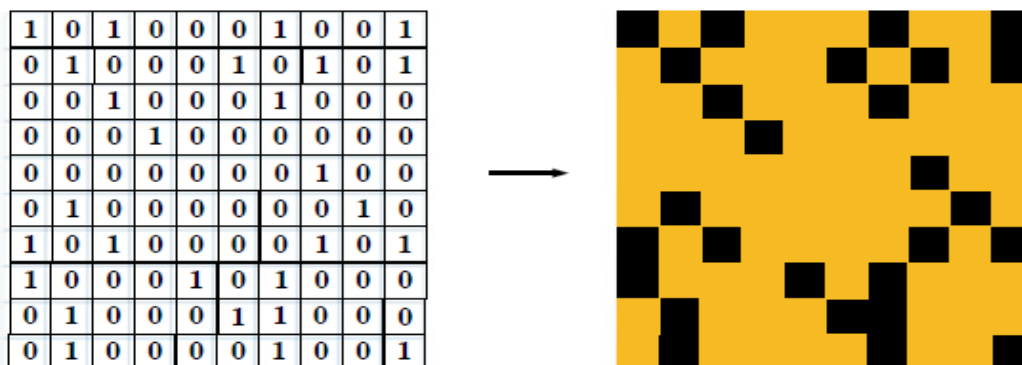


Рис. 1. Принцип работы бинарного кодирования

В результате оптимизации был спроектирован элемент антенной решетки в виде двухслойной патч антенны представленной на рис. 2. Верхний патч является активным, к нему подводится питание через 2 слоя диэлектрика, выполненных из композитной керамики Arlon250 с диэлектрической проницаемостью 2.5, суммарной толщиной 3,048 мм и шириной равной 6,6 мм. Паразитный патч располагается между нижним и верхним слоями. Все патчи представляют собой медное напыление с длиной и шириной равной 4,6 мм.

Питание подводится в двух точках используя метод коаксиальная подача/питание зонда, порты смещены по фазе на 90 градусов для реализации круговой поляризации. Также возможно использование одного порта для реализации линейной поляризации [4]. В качестве коаксиального фидера, питающего зонд, был выбран SF-086 ST, так как он удовлетворяет необходимым размерам, имеет волновое сопротивление 50 Ом и максимальную рабочую частоту 40 ГГц.

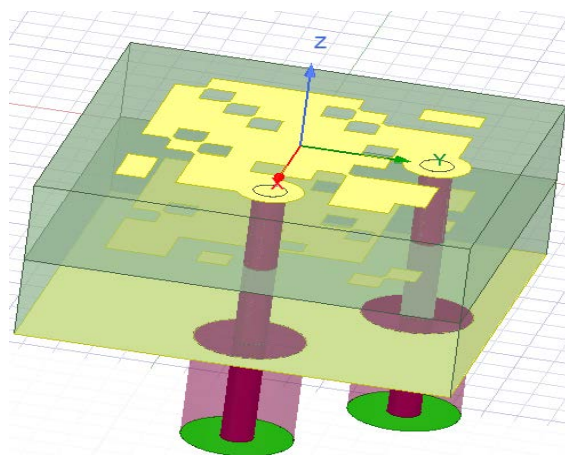


Рис. 2. Модель проектируемой антенны

Полученный коэффициент отражения (S_{11}) представленный на рис. 3 практически идентичен для двух портов и в заданном частотном диапазоне лежит в пределах от -15 до $-27,5$ дБ (25,8 ГГц), что удовлетворяет необходимым требованиям для систем связи (-10 дБ).

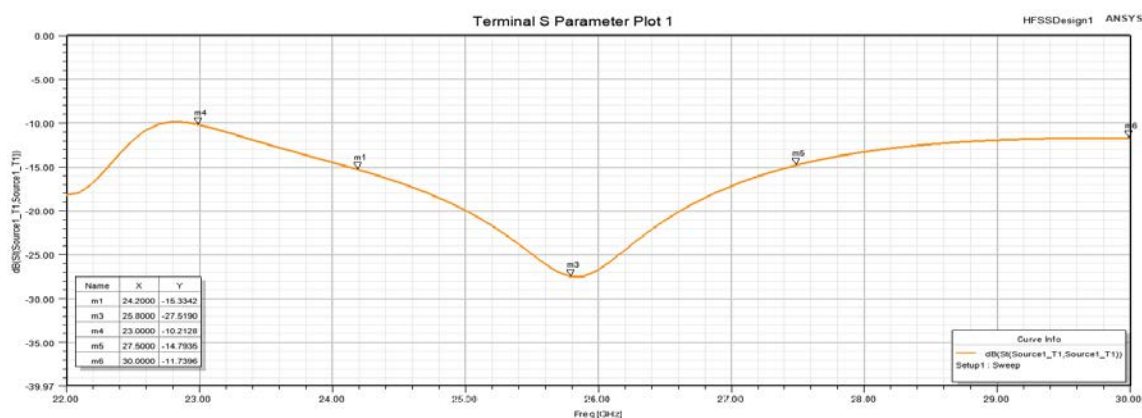


Рис. 3. Коэффициент отражения (S_{11})

Реализуемый максимальный коэффициент усиления (КУ) в частотном диапазоне лежит в пределах от 6,7 дБ до 7,53 дБ. На рис. 4 представлены трехмерные диаграммы направленности для 24,25, 26 и 27,5 ГГц соответственно

На рис. 5 представлены результаты моделирования диаграммы направленности в Н и Е плоскостях для патч антенны на частоте 24,25 ГГц.

Из рис. 5 видно, что ширина диаграммы направленности в вертикальной (Е) плоскости имеет 62° , в горизонтальной (Н) плоскости 90° . КУ в направлении излучения $-7,5$ дБи, в обратном направлении $-17,9$ дБи.

На рис. 6 представлены результаты моделирования диаграммы направленности в Н и Е плоскостях для патч антенны на частоте 26 ГГц.

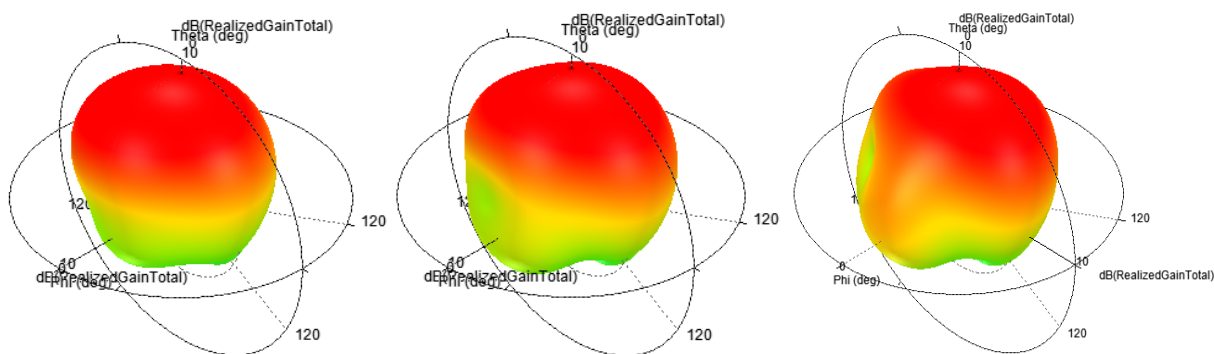


Рис. 4. Результаты моделирования трехмерной ДН для частот 24,25, 26 и 27,5 ГГц соответственно

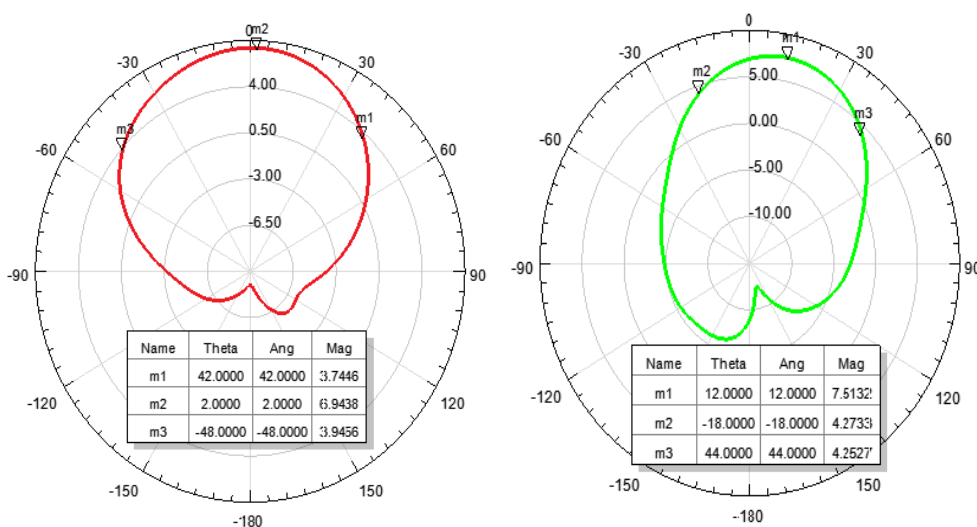


Рис. 5. Результаты моделирования ДН в горизонтальной и вертикальной плоскости для частоты 24,25 ГГц

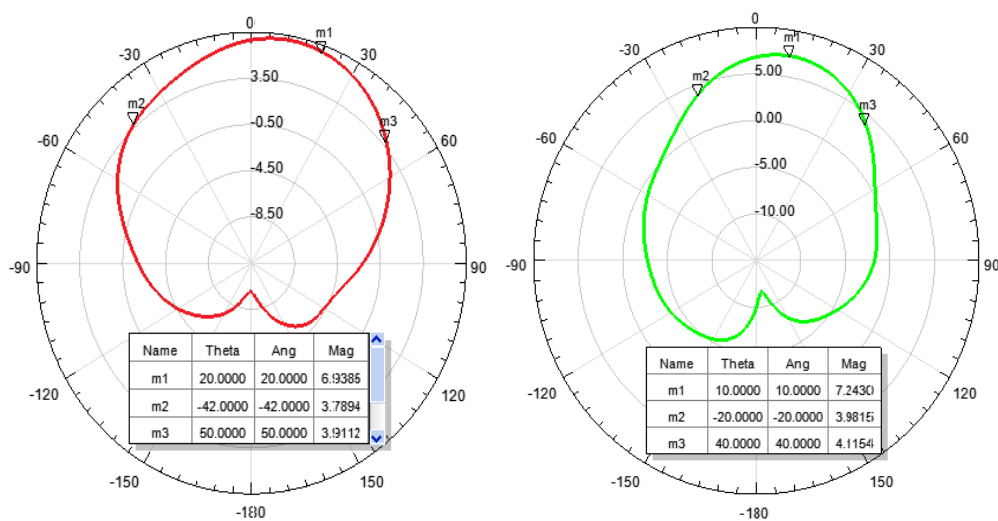


Рис. 6. Результаты моделирования ДН в горизонтальной и вертикальной плоскости для частоты 26 ГГц

Из рис. 6 видно, что ширина диаграммы направленности в вертикальной (Е) плоскости имеет 60° , в горизонтальной (Н) плоскости 92° . КУ в направлении излучения – 7,4 дБи, в обратном направлении – –16,2 дБи.

На рис. 7 представлены результаты моделирования диаграммы направленности в Н и Е плоскостях для патч антенны на частоте 27,5 ГГц.

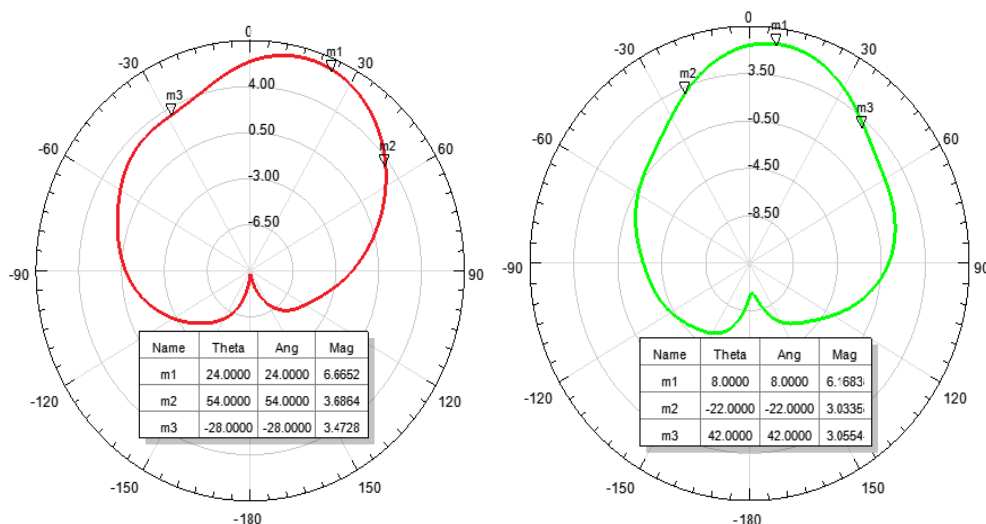


Рис. 7. Результаты моделирования ДН в горизонтальной и вертикальной плоскости для частоты 27,5 ГГц

Из рис. 7 видно, что ширина диаграммы направленности в вертикальной (Е) плоскости имеет 64° , в горизонтальной (Н) плоскости 82° . КУ в направлении излучения – 6,8 дБи, в обратном направлении – –15,9 дБи.

Выводы

В результате моделирования с использованием бинарного кодирования была разработана антенна, согласованная по импедансу на сопротивление 50 Ом в частотном диапазоне 5G России. Коэффициент усиления изменяется в пределе от 6,7 дБ до 7,53 дБ, что является хорошим результатом для одиночной широкополосной патч антенны. Диаграмма направленности практически зависит от частоты и обладает минимальной шириной 82° в Н-плоскости и 60° в Е-плоскости. Данная конструкция излучателя может быть успешно использована при создании антенной решетки для диапазона частот 24,25–27,5 ГГц различной поляризации.

Список используемых источников

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн : учебник для вузов. М. : Связь, 1972. 336 с.
2. Панченко Б. А. Нефёдов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и Связь, 1986. 144 с.

3. Папилов К. Б. Малогабаритные многослойные печатные антенны : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.07 / Папилов Константин Борисович. Москва, 2015. 170 с.

4. Han Y., Li Y., Liu C., Liu T., Qu S., Wang J. Polarization Reconfigurable and Beam-Switchable Array Antenna Using Switchable Feed Network // IEEE Access. 2022. 9 p.

УДК 621.391
ГРНТИ 49.27.31

О ВЛИЯНИИ СЕЛЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРОВ ДОБЕШИ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

А. Н. Бучатский, К. Ю. Прохоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Для кодирования медиаданных с использованием вейвлет-преобразования необходимым является выбор такого фильтра, характеристики которого будут удовлетворять ряду критериев. Одним из таких критериев является частотная селективность фильтра. В статье изучен процесс возникновения взаимного проникновения полос фильтров, образуемых при декомпозиции сигнала с использованием фильтров Добеши высокого порядка, а также рассмотрено его влияние на характер распределения шумов квантования коэффициентов пакетного дискретного вейвлет-преобразования.

фильтр Добеши, вейвлет-преобразование, шумы квантования коэффициентов вейвлет-преобразования.

Фильтры Добеши

Наиболее часто для кодирования аудио- и видеосигналов с использованием вейвлет-преобразования отдается предпочтение квадратурным зеркальным фильтрам, в частности фильтрам Добеши высокого порядка. Рядом авторов [1–4] отмечается, что выбор вейвлетных базисов с максимально возможным числом нулевых моментов для заданной длины носителя (вейвлетов Добеши) не является однозначно правильным. Исходя из этого, отдельное внимание обращается на факт наличия взаимного проникновения полос отдельных фильтров, связывая это с тем, что вейвлеты Добеши обладают плохой частотной селективностью.

В качестве примера, рассмотрим фильтр Добеши длиной $L = 32$ с максимальным числом нулевых моментами $L/2$ на частоте Найквиста $\omega = \pi$.

Декомпозиция исходного сигнала до уровня N подразумевает образование набора амплитудно-частотных характеристик вейвлет-фильтров

на каждом этапе декомпозиции. Так, на рис. 1 приведены банки вейвлет-фильтров, соответствующие 2, 3, 4 и 5 уровням декомпозиции.

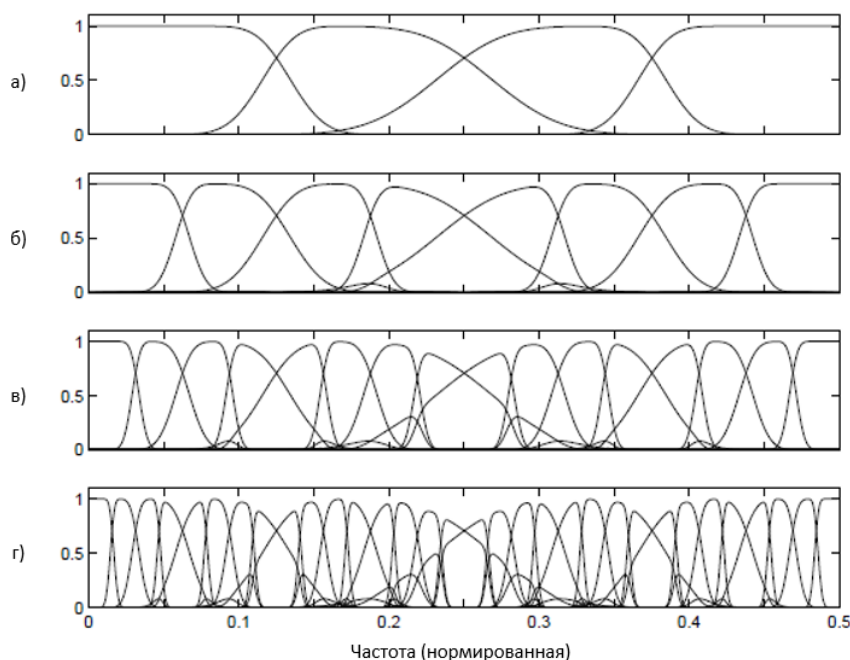


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики набора вейвлет-фильтров при уровне декомпозиции: а) $N = 2$, б) $N = 3$, в) $N = 4$, в) $N = 5$

Анализ АЧХ наборов фильтров, представленных на рис. 1, позволяет сделать вывод о том, что с ростом уровня декомпозиции взаимное проникновение отдельных полос фильтров становится наиболее выраженным.

Рассмотрим процесс формирования отдельных полос фильтров более детально. Передаточная функция отдельного фильтра может быть определена как:

$$H_m(z) = H_j(z) H_j(z^2) \dots H_j(z^{2^{i-2}}) H_j(z^{2^{i-1}}), \quad (1)$$

где i – уровень декомпозиции; j – обозначение НЧ (0) или ВЧ (1) фильтра; m – номер фильтра.

Процесс получения передаточной функции 15-ого фильтра на уровне декомпозиции $N = 5$, продемонстрирован на рис. 2. Его передаточная функция, в соответствии с (1) имеет следующий вид:

$$H_{15}(z) = H_0(z) H_1(z^2) H_0(z^4) H_0(z^8) H_1(z^{16})$$

Для наглядности, на рис. 3 (см. ниже) приведены первые 16 передаточных функций фильтров (уровень выражен в логарифмическом масштабе, от -100 до 0 дБ) на уровне декомпозиции $N = 5$. Оставшиеся 16 фильтров представляют собой квадратурно-зеркальные копии первых 16 фильтров, т. к. декомпозиция выполняется для дискретного пакетного вейвлет-преобразования (ДПВП).

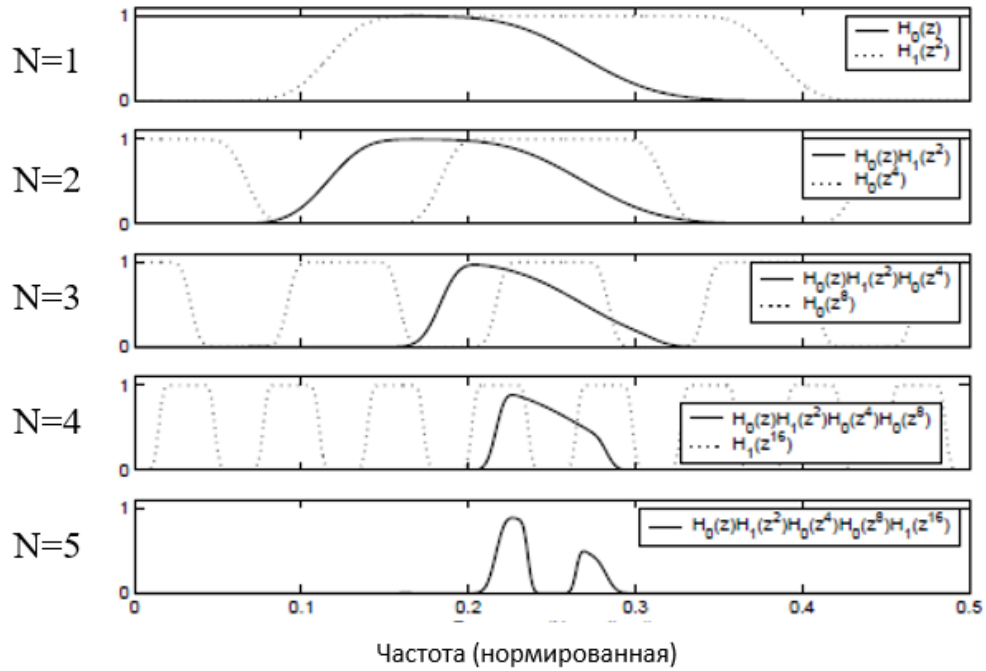


Рис. 2. Процесс формирования передаточной функции 15-ого фильтра

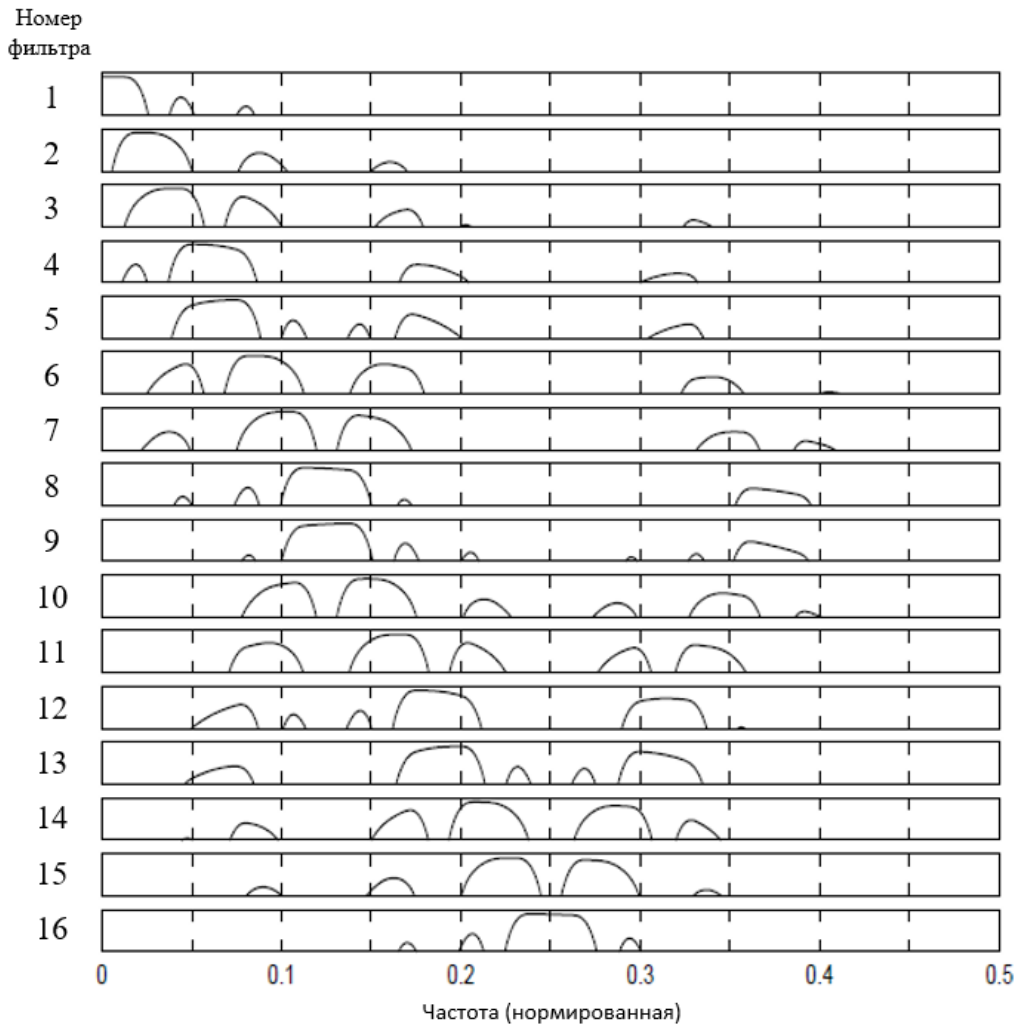


Рис. 3. Первые 16 передаточных функций фильтров на уровне декомпозиции $N = 5$

Из рис. 3 видно, что взаимное проникновение между фильтрами присутствует не только между рядом располагающимися фильтрами. Также учтем, что для ряда фильтров (6, 7, 10, 11–15) уровень боковых лепестков, имеющих существенную величину, в среднем на 10-20 дБ меньше основного лепестка.

Шумы квантования коэффициентов вейвлет-преобразования

С учетом вышеописанного, можно утверждать, что шумы квантования одного уровня вейвлет-преобразования после выполнения операций кодирования и восстановления исходного сигнала также будут присутствовать с разным уровнем в различных частях частотного спектра.

Так, в [5] для изучения характера поведения шумов квантования был предложен следующий подход: в качестве имитации шума квантования определенного уровня, подавать на вход одного из полосовых фильтров белый шум, а коэффициенты ДПВП остальных полос должны быть равны нулю; в результате обратного дискретного пакетного вейвлет-преобразования (ОДПВП) энергия коэффициентов ДПВП в полосах анализа, где сигнал отсутствовал, предлагается рассматриваться как энергию шумов квантования.

На рис. 4 (см. ниже) представлены энергетические спектры сигналов, синтезированных из коэффициентов ДПВП для нескольких полос фильтров при уровне декомпозиции $N = 5$, с использованием вейвлетов Добеши длины $L = 8$ и $L = 32$.

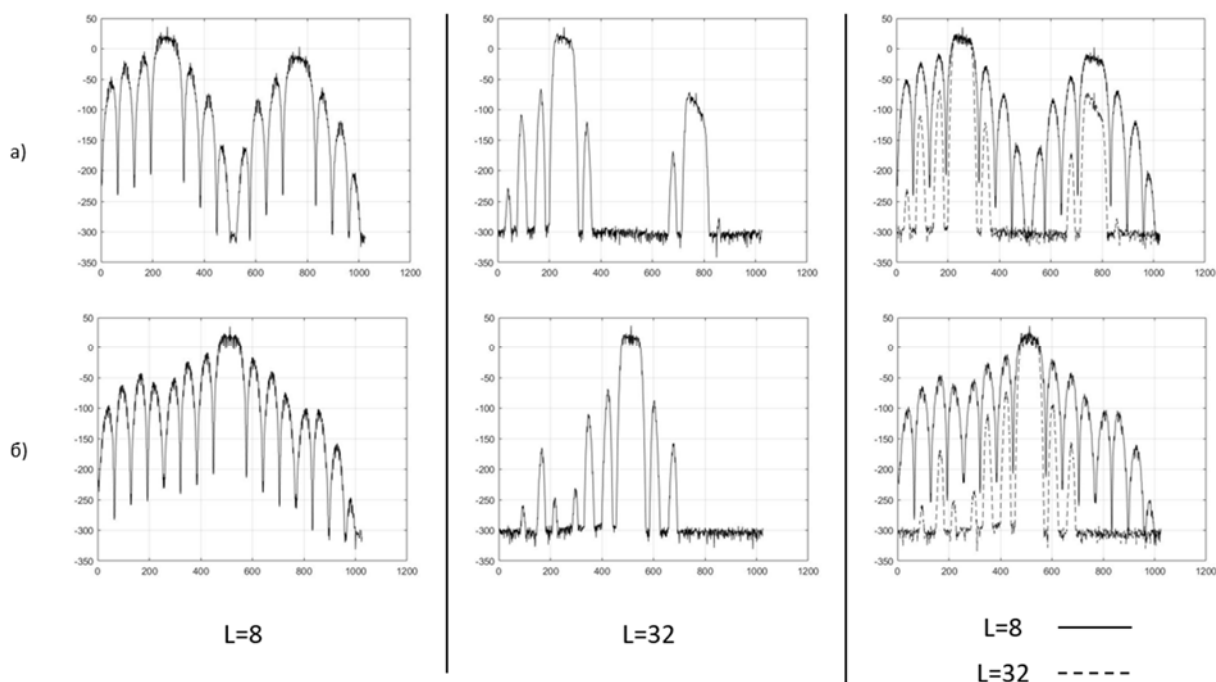


Рис. 4. Энергетический частотный спектр шумов квантования коэффициентов ДПВП при наличии шума: а) в 5 полосе; б) в 9 полосе

Отметим, что изменение длины используемого фильтра приводит к более четкой локализации спектра шумов квантования, но не устраняет проблему взаимного проникновения полос фильтров. Также следует обратить внимание, что с ростом длины фильтра уменьшается уровень влияния модуляционных функций $M_1(n)$ и $M_2(n)$ [6] на шумы квантования коэффициентов ВП, при этом частоты обеих модуляционных функций остаются неизменными.

Заключение

В данной работе рассматривался вопрос о влиянии частотной селективности фильтров Добеши на характер распределения шумов квантования коэффициентов ДПВП. Изучены и продемонстрированы причины возникновения взаимного проникновения между отдельными полосами фильтров.

В ходе исследования было установлено, что при ДПВП использование фильтров Добеши высокого порядка приводит к частичной локализации спектров шумов квантования, однако не решает проблему взаимного проникновения полос фильтров. Актуальным вопросом остается феномен двойной модуляции спектров шумов квантования коэффициентов ДПВП.

Список используемых источников

1. Рогозинский Г. Г. Перцепционное сжатие звука с использованием вейвлетных пакетов : дис. ... канд. техн. наук: 05.11.18: защищена 21.10.2010 / Рогозинский Глеб Гендрихович. СПб., 2010.
2. Lee, P. Wavelet Filter Banks in Perceptual Audio Coding, Master Thesis. Canada : University of Waterloo, 2003.
3. Rioul O. and Duhamel P. A remez exchange algorithm for orthonormal wavelets // IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 41, pp. 550–560, August 1994.
4. Sinha D. and Tewfik A. Low bit rate transparent audio compression using adapted wavelets // IEEE Trans. Signal Processing, vol. 41, no. 12, pp. 3463–3479, December 1993.
5. Фадеев Д. Р. Повышение эффективности кодирования коэффициентов вейвлетного преобразования в кодеках с компрессией цифровых аудиоданных : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04: защищена 21.06.2017 / Фадеев Даниил Романович. СПб., 2017.
6. Прохоров К. Ю., Рогозинский Г. Г., Бучатский А. Н. К вопросу исследования шумов квантования вейвлетных коэффициентов // Актуальные проблемы радио- и киботехнологий : материалы VII Международной научно-технической конференции, посвященной 130-летию со дня рождения изобретателя первого в мире видеомэгнитофона А. М. Понятова, Санкт-Петербург, 15, 16 ноября 2022 г. СПб. : СПбГИКиТ, 2023. 200 с.

УДК 654.197.6
ГРНТИ 49.45.33

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ПОДАЧИ СИГНАЛОВ 1-ГО И 2-ГО МУЛЬТИПЛЕКСОВ ПО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ

А. Н. Бучатский, А. И. Швец

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

На объекте радиотелевизионного передающего центра Республики Карелия возникает большое количество помех при вещании эфирного телевидения из-за ненадежного спутникового канала связи. Для увеличения качества вещания была представлена новая схема подачи вещания для первого и второго мультиплексов.

волоконно-оптический канал связи, спутниковый канал связи, схема резервирования, мультиплекс.

Федеральное государственное унитарное предприятие «Российская телевизионная и радиовещательная сеть» (РТРС) дает возможность бесплатного просмотра цифрового эфирного телевидения первого и второго мультиплексов. Мультиплекс представляет собой пакет цифровых телевизионных каналов, транслирующийся одним передатчиком и занимающий одну частоту, например, 506 МГц. В Российской Федерации в цифровом эфирном телевидении мультиплекс включает 10 телеканалов. В первый мультиплекс входят федеральные телеканалы: Первый канал, Россия 1, Россия 2, НТВ, Пятый канал, Россия Культура, Карусель, ОТР и ТВ Центр и три радиопрограммы: Радио России, Маяк и Вести ФМ. Во втором мультиплексе вещают другие 10 телеканалов: Рен-ТВ, Спас, СТС, Домашний, ТВ-3, Пятница, Звезда, МИР, ТНТ, Муз ТВ. Каналы транслируются в цифровом стандарте DVB-T2 в формате стандартной четкости SDTV [1].

Технология распределенной модификации программ (TRM) – техническое решение, основной целью которого является синхронная замена информации непосредственно перед каждым из передатчиков. В основе TRM – предусмотренный в стандарте DVB-T2 режим Multiple PLP (*Multiple Physical Layer Pipes*), позволяющий, как сказано выше, передавать в одном частотном канале несколько независимых физических потоков. При этом отдельный PLP при TRM используется не для организации канала с другим уровнем помехозащищенности, как предполагалось стандартом, а для раз-

деления телеканалов, содержащих региональные вставки (регионализируемых телеканалов), и телеканалов, для которых транслируются федеральные версии (нерегionalизируемых телеканалов).

В качестве доставки сигнала на объект в основном используется спутниковый канал связи. Спутниковый канал связи имеет ряд недостатков: метеозависимость, помеховые воздействия, солнечная интерференция 2 раза в год. Для увеличения надёжности вещания первого и второго мультиплексов на одном из объектов РТПЦ «Республики Карелия» разрабатывается новая схема подачи сигнала. В действующей схеме подачи, федеральный поток первого мультиплекса поступает на вход спутникового приемника Ericsson RX-8330 с КА (Космический Аппарат) «Экспресс-АМ» (основной спутник), а региональный поток на первый вход спутникового приемника RTM TRK-555 (рис. 1.). Сигнал второго мультиплекса поступает на вход спутникового приёмника Harmonic ProView 8105. Далее после регионализации первого мультиплекса с помощью реплейсера и сплайсера, оба сигнала поступают на вход ASI1 соответствующих передатчиков 1 и 2 мультиплекса. В схеме присутствует резервирование сигнала 1 и 2 мультиплекса с другого КА «Ямал-402». На второй вход спутникового приемника RTM TRK-555 поступает федеральный поток 1 мультиплекса и далее на вход ASI1 передатчика. На дополнительный спутниковый приемник ProView 8105 поступает сигнал 2 мультиплекса и далее на вход передатчика ASI2. Затем сигналы суммируются на УСС (устройство сложения сигнала) и поступают на одну антенну.

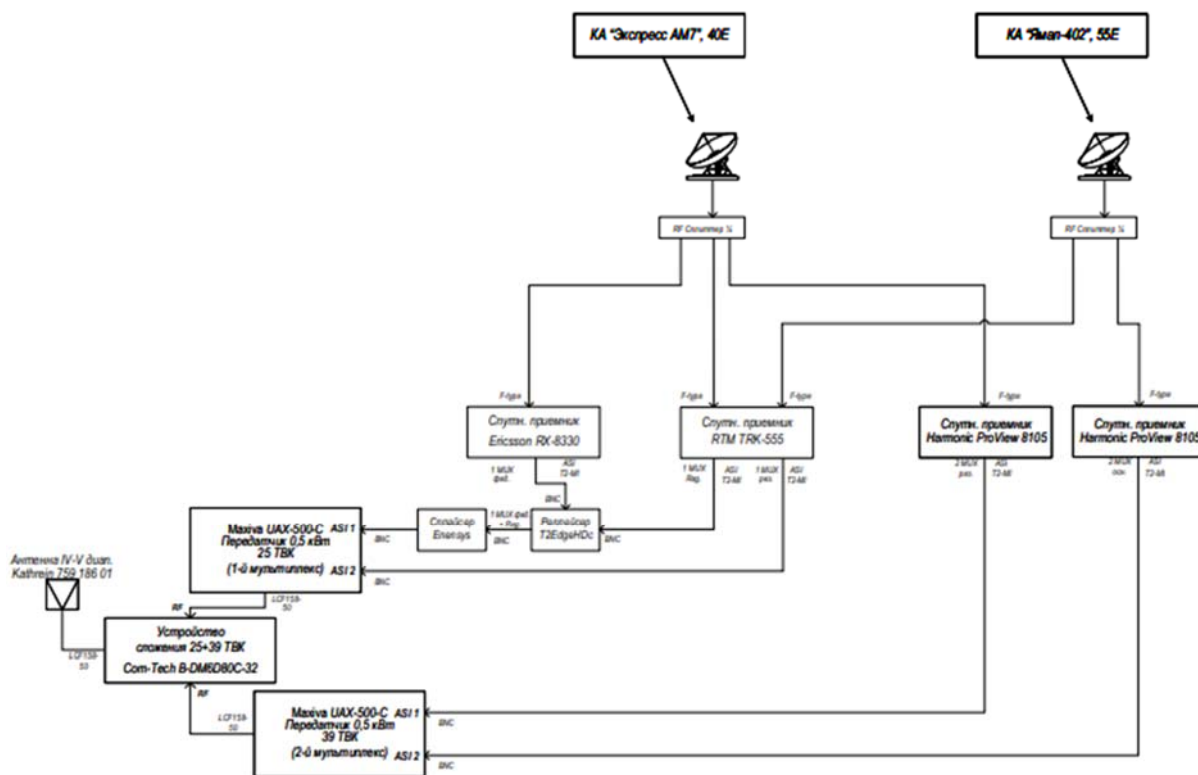


Рис. 1. Действующая схема подачи сигналов первого и второго мультиплекса

В новой схеме подачи сигнала будет использоваться волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС) рис. 2. Преимущества ВОЛС в сравнении со спутниковым каналом связи: огромные скорости передачи, нет метеозависимости, нет помеховых воздействий. Схема подачи будет заменять резервный спутниковый канал связи на ВОЛС. На спутниковый приемник RTM TRK-555 на второй вход будет поступать сигнал 2 мультиплекса с КА «Экспресс-AM7» и далее на вход ASI1 передатчика второго мультиплекса. По IP-протоколу сигнал будет подаваться на оптический приёмник, где преобразуется в ASI, затем сигналы 1 и 2 мультиплекса поступают на ASI2 соответствующих передатчиков.

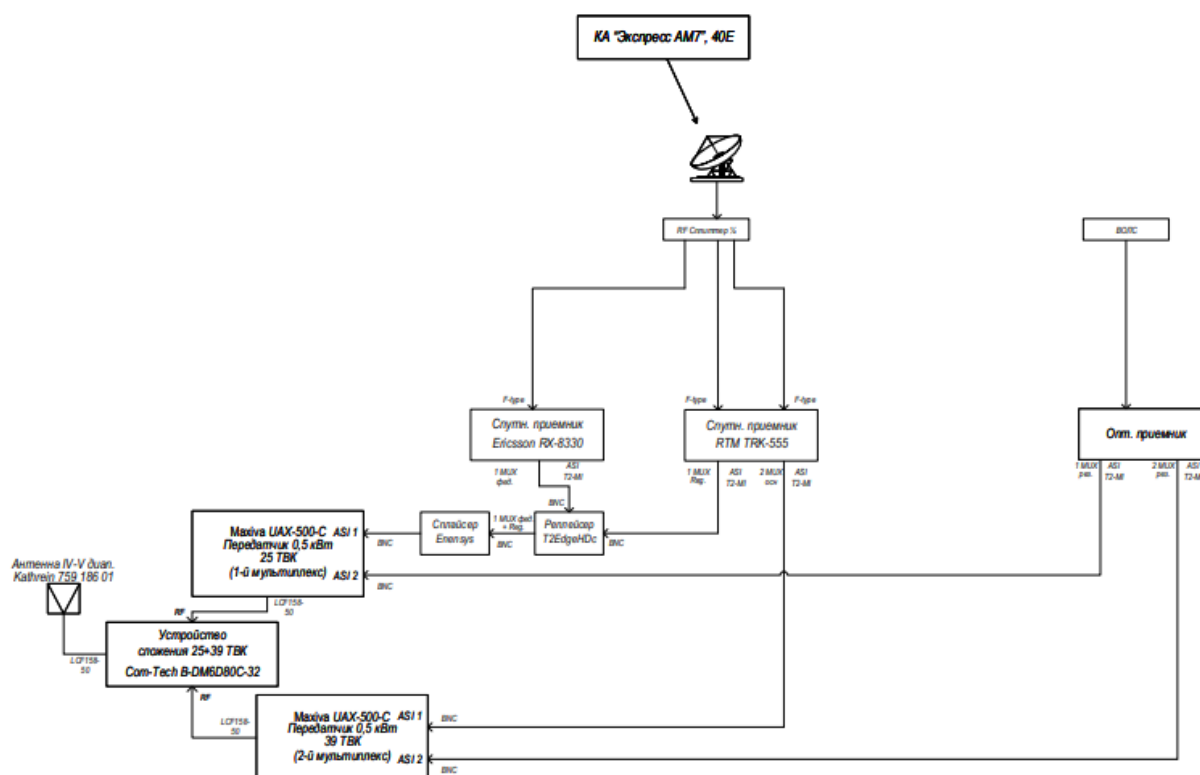


Рис. 2. Новая схема подачи сигналов первого и второго мультиплекса

Список используемых источников

1. Цифровое эфирное телевидение. URL: <https://rtrs.ru/> (дата обращения 25.02.2023).
2. Регионализация телеканалов первого мультиплекса: [сайт]. URL: <http://broadcasting.ru> (дата обращения 26.02.2023).
3. Краткое руководство по эксплуатации часть 1: Анализатор спектра ТВ-анализатор R&S®ETL. URL: <https://www.rohde-schwarz.com> (дата обращения 16.05.2022).
4. ГОСТ Р 53111-2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. М. : Стандартинформ, 2018. 16 с.

УДК 621.372.8.01
ГРНТИ 47.45.99

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ОТВЕРСТИЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ПРОВОДНИКА

Н. А. Васильев, А. О. Кудрявцев, В. Н. Лыпкань, В. П. Панчак

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Решение задач по минимизации искажения частоты и формы сигнала базируется на выборе оптимального варианта топологии СВЧ проводников. Проблема минимизации искажения частоты и формы сигнала является, в настоящее время, основной, при проектировании СВЧ устройств. Решение данной задачи связано с тем, что существует множество вариантов топологии СВЧ проводников, которые по-разному способствуют решению проблемы минимизации искажения частоты и формы сигнала, в зависимости от заданной частоты, толщины материала, ширины СВЧ проводника и т. п.

переходные отверстия, возвратные потери, СВЧ проводник.

Проблема топологии СВЧ проводников заключается в том, что необходимо достигнуть минимальных потерь при заданной частоте сигнала [1]. Именно для этого были разработаны различные варианты топологии СВЧ проводников. Это варианты могут представлять из себя изменение формы СВЧ проводников или же прошивка платы переходными отверстиями.

Размеры проектируемого макета. Основное внимание уделено исследованию платы с микрополосковой линией с частотой сигнала 10 ГГц и сопротивлением 50 Ом. Будет исследовано, как переходные отверстия, расположенные вдоль микрополосковой линии, будут влиять на характеристики СВЧ проводника.

Материал подложки – Rogers 4350 В с относительной диэлектрической проницаемостью равной $3,48 \pm 0,05$ и толщиной 0,338 мм. Ширина микрополосковой линии будет равна 0,72 мм и толщиной 0,018 мм. Размеры печатного узла – $29,5 \times 12,5$ мм. Диаметр переходных отверстий – 0,4 мм.

Для анализа результатов моделирование будут использоваться следующие характеристики:

КСВ (КСВН, коэффициент стоячей волны по напряжению) – это параметр, используемый для определения количественной оценки стоячих волн в микрополосковой линии. Стоячие волны образуются при рассогласовании между линией передачи и нагрузкой и, как правило, нежелательны [2].

КСВ рассчитывается по формуле:

$$\Delta \text{КСВ} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}, \quad (1)$$

где, Γ – коэффициент отражения.

Коэффициент отражения (Γ) является еще одним параметром, тесно связанным с КСВ. Коэффициент отражения используется, чтобы определить, какая часть сигнала, распространяющегося по линии, отражается обратно к источнику [2].

Коэффициент отражения (Γ) рассчитывается по формуле:

$$\Gamma = \frac{\text{КСВ}-1}{\text{КСВ}+1}. \quad (2)$$

Возвратные потери (RL) – это показатель того, какая часть сигнала теряется, когда отражается обратно в источник [2].

Возвратные потери (RL) рассчитываются по формуле:

$$RL = -20 \lg(\Gamma). \quad (3)$$

Ещё одной характеристикой являются S параметры. Эти параметры были введены как универсальные для анализа любых СВЧ цепей. Такую цепь можно анализировать, измеряя падающую и отраженную волны на ее входах и выходах [3]. Связь между этими волнами описывается волновой матрицей рассеяния или матрицей S -параметров, которые зависят от частоты [4].

На рис. 1 и 2 представлена конструкция макета с использованием программы HFSS.

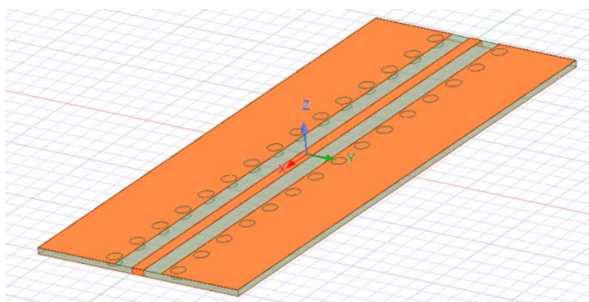


Рис. 1. Макет с отверстиями 0,4 мм в один ряд

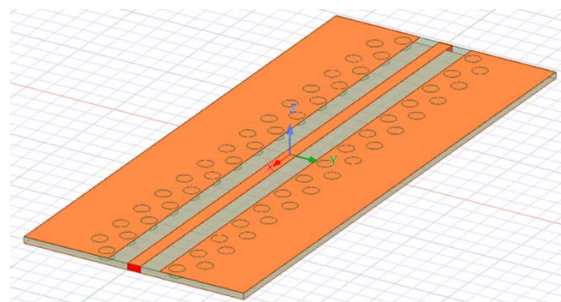


Рис. 2. Макет с отверстиями 0,4 мм в два ряда

Результат моделирования показывает влияние отверстий на КСВ, коэффициент отражения и возвратные потери.

1. Макет с переходными отверстиями диаметром 0,4 мм, расположенными в 1 ряд.

Влияние одного ряда отверстий диаметром 0,4 мм на КСВ, коэффициент отражения и возвратные потери представлено на рис. 3.

Исходя из результатов моделирования на частоте 10 ГГц значение возвратных потерь (S_{11}) равно $-55,77$ дБ. Значение S_{12} равен 0,2 дБ.

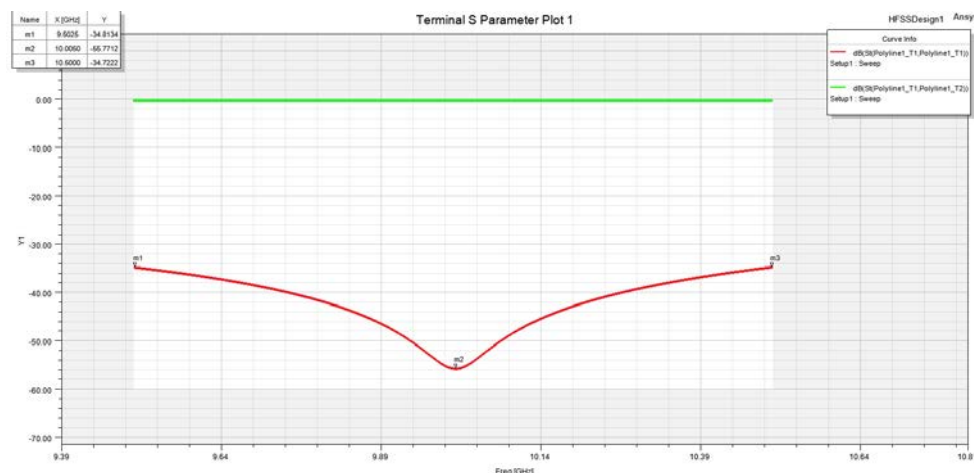


Рис. 3. График S параметров

Подставим значение возвратных потерь (RL) в уравнение (3):

$$\begin{aligned}
 -55,77 &= -20 \lg(\Gamma) \\
 \frac{-20 \log(\Gamma)}{\log(10)} &= -55,77 \\
 -\frac{20 \log(\Gamma)}{\log(2) + \log(5)} &= -55,77 \\
 \Gamma &\approx 614,47
 \end{aligned}$$

Далее, значение Γ подставим в формулу (1):

$$\begin{aligned}
 \Delta KCB &= \frac{1 + 614,47}{1 - 614,47} \\
 \Delta KCB &= 1,003
 \end{aligned}$$

2. Макет с переходными отверстиями диаметром 0,4 мм, расположенными в 2 ряда.

Влияние одного ряда отверстий диаметром 0,4 мм на КСВ, коэффициент отражения и возвратные потери представлено на рис. 4 (см. ниже).

Исходя из результатов моделирования на частоте 10ГГц значение возвратных потерь (S11) равно -49 дБ. Значение S12 равен 0,2 дБ.

Подставим значение возвратных потерь (RL) в уравнение (3):

$$\begin{aligned}
 -55,77 &= -20 \lg(\Gamma) \\
 \frac{-20 \log(\Gamma)}{\log(10)} &= -55,77 \\
 -\frac{20 \log(\Gamma)}{\log(2) + \log(5)} &= -55,77 \\
 \Gamma &\approx 614,47
 \end{aligned}$$

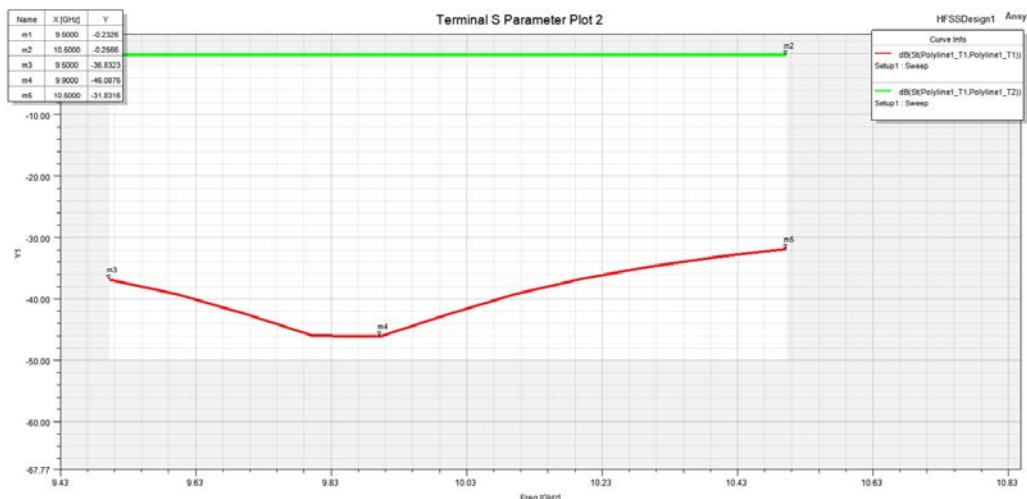


Рис. 4. График S параметров

Далее, значение Γ подставим в формулу (1):

$$\Delta KCB = \frac{1 + 614,47}{1 - 614,47}$$

$$\Delta KCB = 1,003$$

Все полученные результаты приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Влияние диэлектрической проницаемости на возвратные потери

	Возвратные потери (S11), дБ	Прямые потери (S12), дБ	KCB
Макет с одним рядом отверстий 0,4 мм	-55,77	-0,25	1,003
Макет с двумя рядами отверстий 0,4 мм	-46	-0,25	1,01

Исходя из результатов проведенного моделирования двух вариантов прошивки переходными отверстиями СВЧ тракта, результаты которого представлены в таблице 1, можно сделать вывод, что вариант прошивки отверстиями 0,4 мм в один ряд, обеспечивает наилучшие характеристики СВЧ тракта по сравнению с вариантом прошивки отверстиями 0,4 мм в два ряда.

Список используемых источников

1. Веселов Г. И., Егоров Е. Н., Алехин Ю. Н. Микроэлектронные устройства СВЧ. М. : Высш. шк., 1988. 280 с.
2. Вольман В. И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. М. : Радио и связь, 1982. 328 с.

3. Васильев Н. А., Лобазов В. Ю., Лыпкань В. Н. Анализ физической эквивалентной схемы полевого транзистора с барьером Шоттки в диапазоне сверхвысоких частот // Информационная деятельность Вооруженных Силах Российской Федерации : сб. науч. тр. СПб. : Изд-во ВАС, 2019. С. 40–42.

4. Альтмана Л. Устройства сверхвысоких частот. М. : Мир, 1968. 487 с.

УДК 621.396
ГРНТИ 47.49.33

СПОСОБ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ СВЯЗИ

Н. А. Васильев, Д. Е. Токмаков, М. Ф. Чиков

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Существует большое количество систем многопараметрической адаптации, каждая из них имеет как достоинства, так и недостатки. Рассматриваемый способ позволяет добиться повышения точности и оперативности определения требуемых значений регулируемых параметров радиолинии и, соответственно, повышение пропускной способности, обеспечиваемой адаптивной системной связью.

многопараметрическая адаптация, радиосвязь, адаптивная система, прогнозирование канала, изменение параметров.

Простота и доступность использования беспроводных сетей неотъемлемо влечет увеличение числа пользователей. С развитием технологий стремительно возрастают требования абонентов, предъявляемые к передаче данных. Для удовлетворения этих требований повышается скорость передачи данных и увеличивается количество устройств ретрансляции, необходимых для передачи информации в сети. Зачастую увеличение технических характеристик сети не влечет за собой решение уже существующих проблем, таких как повышение шумового фона, ограниченность частотного ресурса и других негативных составляющих. А как правило все увеличивает влияние этих проблем.

Возможно, решения проблемы с использованием системы адаптивной структуры сети связи. Такой системы, которая подстраивается к внешним условиям среды и свойств включенных в неё устройств, при этом поддерживая качество связи на удовлетворительном уровне путём целенаправленного изменения параметров и структуры сети.

Один из способов реализации адаптивной сети связи является система многопараметрической адаптации, которая предусматривает мониторинг каналов сети связи и оборудования абонентов участвующего в работе сети связи. А также подразумевает изменение режимов работы, распределение пространственных, частотных, канальных, временных, поляризационных ресурсов и сигналов по форме [1].

Проблемой, на решение которой направлен алгоритм адаптации, низкая помехоустойчивость и низкая пропускная способность канала связи. Методы решения проблем:

Осуществление возможности прогнозирования изменения состояния канала связи.

Использование таблиц соответствия по критерию вероятности ошибок при заданном отношении сигнала/шум.

Реализация возможности выбора сигнально-кодовой конструкции с наименьшей задержкой на обработку и формирования сигнала.

Сокращение времени на излучении в электронном узле (ретрансляции, коммутации) с использованием ортогонального ресурса по сравнению с сигналами, поступающими на вход в данном электронном узле.

В соответствии с блок-схемой алгоритма, представленном на рис. 1 (см. ниже), изначально производится вхождение в связь. Далее определяется необходимость трассового зондирования, которое проводится через определенные промежутки времени, либо при необходимости может проводиться в паузах между сообщениями или при ухудшении сигнала на приёмнике. При положительном ответе на запрос о зондировании, передатчик передает сигнал, позволяющий оценить состояния каналов передачи и определить какие параметры способствуют повышению эффективности передачи сигнала на приёмник. Такой обмен сигналами происходит в обоих направлениях. Приёмная сторона, сравнивая полученные параметры от зондирования с готовой таблицей соответствия, определяется значения адаптируемых параметров для достижения высокой пропускной способности. Далее значения транслируются, и происходит настройка параметров.

Проведение трассового зондирования обуславливается необходимостью определения параметров для достижения высокой пропускной способности. В качестве сигналов трассового зондирования применяются такие сигналы, при помощи которых возможно определить значения временного и частотного рассеяния, а также отношение сигнал/шум в канале связи, текущую скорость передачи данных, частоту, номер сигнально-кодовой конструкции.

В таблице 1 (см. ниже) соответствия каждой паре возможных в канале значений частотного и временного рассеяния устанавливается наименьшее значение сигнал/шум, при котором вероятность ошибки сообщения на приёме не превышает установленного значения [2].

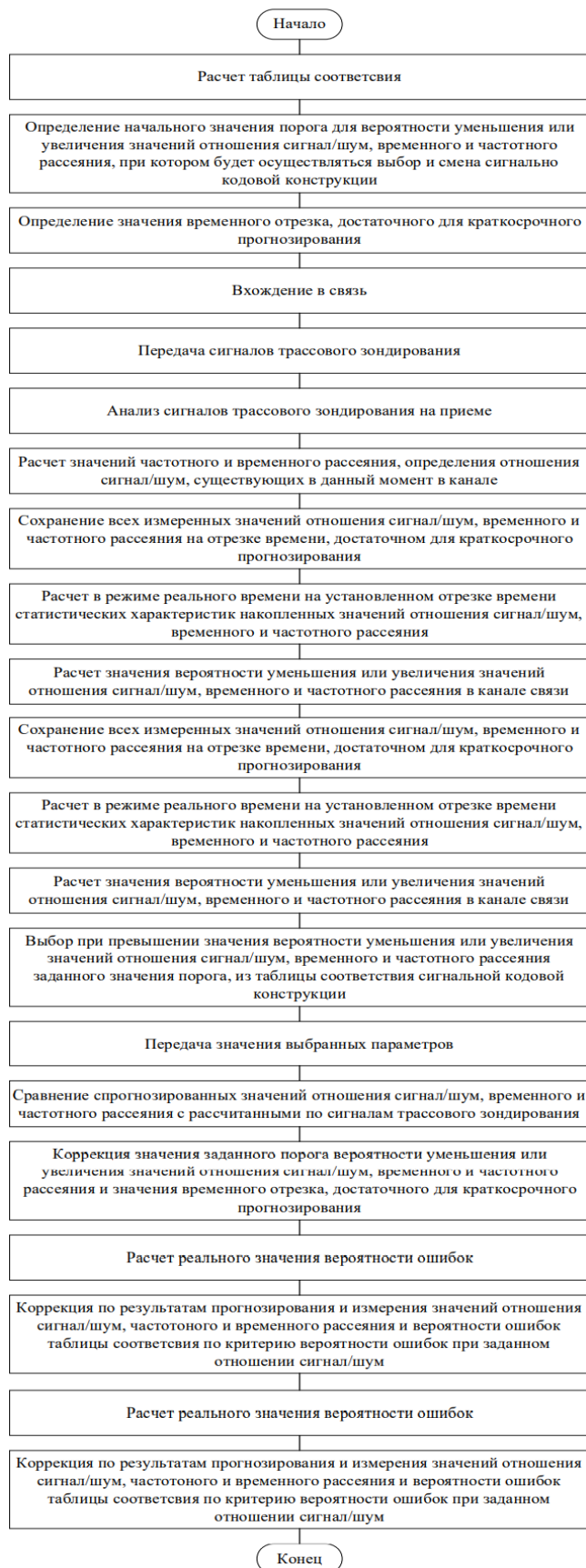


Рис. 1. Блок-схема алгоритма функционирования разработанного способа многопараметрической адаптации

Рассчитываются таблицы соответствия для каждой скорости передачи данных, реализуемой в системе и возможных для осуществления связи с приёмной стороной.

Для каждой возможной сигнально-кодовой конструкции в системе рассчитываются дополнительные таблицы, содержащие значения задержки на формирование и обработку сигналов, начальное значение порога для вероятности уменьшения или увеличения значений отношения сигнал/шум, временного и частотного рассеяния, при котором будет осуществляться выбор смены конструкции.

ТАБЛИЦА 1. Таблица соответствия

		Частотное рассеяние (Гц)							
		0,1	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5
Межлучевая задержка (с)	0,0005	8,9	9,0	9,9	10,9	12,0	17,0	22,9	50,0
	0,001	10,0	9,0	11,0	11,7	14,0	16,9	50,0	50,0
	0,0015	10,9	11,0	11,3	12,9	14,9	23,0	50,0	50,0
	0,002	14,4	13,0	13,9	20,4	24,9	50,0	50,0	50,0
	0,0025	17,0	17,9	21,9	35,9	50,0	50,0	50,0	50,0
	0,003	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0	50,0

Для осуществления краткосрочного прогнозирования определяется начальное значение временного отрезка. Записывают в память в процессе ведения связи все измеренные значения отношения сигнал/шум, временного и частотного рассеяния на отрезке времени, достаточном для краткосрочного прогнозирования. Во время прогнозирования рассчитывается систематические характеристики накопленных значений, на основе которых рассчитывают значение вероятности уменьшения и увеличения значений 50 (отношения сигнал/шум, временного и частотного рассеяния) заданного значения порога.

Для работы выбирается из таблицы соответствия сигнально-кодовая конструкция, которая позволяет добиться наименьшую задержку на формировании и обработки сигнала при прогнозируемых параметрах [3].

Для поддержания эффективности работы алгоритма происходит постоянное сравнение спрогнозированных и рассчитанных по сигналам трассового зондирования значений. По результатам сравнения изменяется значение параметров отношения сигнал/шум, временного и частотного рассеяния и значения временного отрезка прогнозирования, рассчитывается реальное значение вероятности ошибок. Корректируются по результатам прогнозирования и изменения значений отношения сигнал/шум, частотного и временного рассеяния и вероятности ошибок таблицы соответствия по критерию вероятности ошибок при заданном отношении сигнал/шум [4, 5].

Данный способ многопараметрической адаптации структуры сети связи позволяет добиться повышения помехоустойчивости и увеличение пропускной способности канала связи, путем выполнения указанных в статье методов и представленного алгоритма.

Список используемых источников

1. Землянов И. С., Юрьев А. Н. Способ многопараметрической адаптации. Пат. № 0002653237 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель Акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения». № 2016126279; заявл. 29.06.16; опубл. 01.02.18.
2. Служивый М. Н. Адаптивные системы радиосвязи // Вестник УлГТУ. 2000. № 3. С. 38–49.
3. Семисошенко М. А., Стрелков И. О. Управление частотным ресурсом в группе частотно адаптивных радиосетей // Информация и космос. 2020. № 2. С. 20–26.
4. Растригин Л. А. Адаптация сложных систем. Методы и приложения. Рига : Зинатне. 1981. 394 с.
5. Илюхин А. А., Маркелов Н. Н., Чучалов П. А. Способ и устройство структурно-параметрической адаптации. Пат. № 0002755259 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель Академия ФСО Российской Федерации. № 2020139814; заявл. 04.12.20; опубл. 14.09.21.

Статья представлена научным руководителем, зам. начальника НИЦ ВАС, кандидатом технических наук О. А. Михалевым.

УДК 621.396.71
ГРНТИ 49.45.29

ОПЫТ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЦИФРОВЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ФГУП РТРС

А. В. Вербицкий, А. А. Вербицкий, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Более половины существующих цифровых передатчиков федерального государственного унитарного предприятия Российская телевизионная и радиовещательная сеть имеют значительную наработку и эксплуатируются более 10 лет. Отсутствие комплектующих для радиоэлектронных средств и сервисной поддержки производителей приводит к необходимости проведения мероприятий по поддержанию оборудования в работоспособном состоянии и обеспечению филиалов Российской телевизионной и радиовещательной сети необходимыми запасными частями для ремонта.

В статье приводится опыт Российской телевизионной и радиовещательной сети по технической эксплуатации и обслуживанию передающего оборудования.

импортозамещение, цифровые передатчики, РТРС, эксплуатация.

Российская телевизионная и радиовещательная сеть (РТРС) – естественная монополия в области связи. Предприятие ведет эфирную наземную трансляцию общероссийских обязательных общедоступных теле- и радиоканалов во всех субъектах Российской Федерации. В его состав входят 78 филиалов: республиканских, краевых и областных радиотелепередающих центров. ФГУП РТРС входит в перечень стратегических предприятий России [1]. В сети вещания РТРС действуют 10080 цифровых телевизионных передающих устройств и более 2700 радиопередатчиков.

РТРС совместно с ВГТРК, Первым каналом, Телецентром «Останкино» и ГПКС составляет основу государственной системы телерадиовещания.

РТРС обеспечивает 98,4 % жителей России 20-ю обязательными общедоступными телеканалами и тремя радиостанциями в стандарте DVB-T2 [2], входящими в состав первого и второго мультиплексов цифрового эфирного телевидения.

Всего РТРС транслирует порядка 40 крупных и 550 местных телерадиоканалов.

При строительстве цифровой телевизионной вещательной сети в рамках федеральной целевой программы «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 годы» (ФЦП) приобретались цифровые передатчики различных производителей, и значительная их часть – зарубежного производства, так как отечественная промышленность была не готова обеспечить производство требуемого количества продукции.

Следует напомнить, что основной задачей технической эксплуатации радиоэлектронных средств является обеспечение бесперебойной работы оборудования и поддержание его параметров качества в пределах установленных норм. А техническое обслуживание – комплекс операций или операция по поддержанию работоспособности или исправности изделия (в данном случае, передающего оборудования) при использовании по назначению, ожидании, хранении и транспортировании [3]. К нарушениям нормальной работы технических средств сети телерадиовещания относятся: отклонения параметров оборудования от установленных нормируемых значений, технический брак (нарушение до 15 секунд), техническая остановка (нарушение до 10 минут), авария (нарушение свыше 10 минут).

Для поддержания работоспособности огромного и «разномастного» парка оборудования требуется квалифицированный персонал и запасные части. Многолетнее сотрудничество РТРС и СПбГУТ, а также с другими ведущими техническими вузами успешно решает задачу по подготовке высококвалифицированных кадров для нужд предприятия. С комплектующими же для ремонта оборудования телерадиовещательной сети все оказалось гораздо сложнее.

Зависимость от зарубежных производителей и зачастую вымогательская политика некоторых из них не позволяло РТРС обеспечить эффективную техническую эксплуатацию. Стоимость некоторых комплектующих в несколько раз превышала стоимость отечественных аналогов, а сроки поставки составляли до полугода. Полноценная техническая документация по ремонту блоков и узлов оборудования отсутствовала, решение любого вопроса по технической поддержке занимало значительное время, а внесение изменений в программное обеспечение порой оказывалось практически невозможным.

Выход из ситуации напрашивался сам собой – минимизация различных линеек передатчиков и максимальный упор на отечественных производителей. К 2020 году срок эксплуатации более половины цифровых передатчиков приблизился к 10 годам, данные типы оборудования были сняты с производства, техническая поддержка производителей закончилась, приобретение комплектующих стало затруднено.

В результате РТРС была разработана и утверждена к исполнению программа, предусматривающая поэтапную замену передатчиков на новые отечественного производства, а выводимые из эксплуатации импортные передатчики передавались в производственные лаборатории и территориальные сервисные центры РТРС для проведения входного контроля, дефектации и использования в качестве запасных узлов и комплектующих для ремонта. В данной программе так же были сформулированы основные требования к новому оборудованию.

К основным и наиболее важным требованиям можно отнести:

1. В каждом филиале РТРС должны находиться в эксплуатации передатчики не более 2 различных производителей. Производителей необходимо выбирать по территориальному признаку и наличию необходимых компетенций у технического персонала каждого Филиала.

2. В каждой одночастотной сети должны работать только передатчики из одной серии (линейки). Только такое решение может гарантировать корректную работу одночастотных сетей, без необходимости проведения сложных расчетов задержек и взаимодействия с производителем оборудования по доработке программного обеспечения передатчиков.

3. Все используемые в одной линейке передатчиков блоки должны быть унифицированы. Так, например, использование в передатчиках различной мощности одинаковых модуляторов, блоков усиления мощности (с соответствующей системой сложения мощностей), блоков управления и др. позволяет значительно минимизировать номенклатуру ЗИП, что вместе с п. 1 значительно упрощает и удешевляет эксплуатацию.

4. Оборудование должно быть построено на современной элементной базе. Производители комплектующих (транзисторов, процессоров и пр.) обеспечивают производство и поддержку в течение ограниченного времени,

после чего их производство прекращается в пользу производства более новых моделей. Как следствие, приобретение таких комплектующих после окончания их производства становится большой проблемой.

5. При замене должны учитываться требования по резервированию. Поставляемые передатчики изначально должны оснащаться системами с несколькими модуляторами (*DualDrive*), а для наиболее значимых объектов дополнительно размещаться полноценные резервные передатчики с автоматической системой резервирования по схеме «2+1».

Анализ отечественного рынка позволил выявить четырех производителей, имеющих значительный опыт создания цифрового передающего оборудования: ООО «НПП Триада-ТВ» (г. Новосибирск), АО «МАРТ» (Санкт-Петербург), ООО «Алмаз-Антей Телекоммуникации» (Москва) и ООО «НПК Микротек» (г. Новосибирск). Каждый из них уже ранее участвовал в поставках РТРС цифрового передающего оборудования в рамках ФЦП и имеют требуемый опыт создания, технической поддержки и сопровождения своей продукции. С данными компаниями были проведены рабочие встречи, определены условия взаимодействия и впоследствии заключены договоры поставки.

Благодаря заключенным договорам, и, как следствие, финансовой поддержке, предприятия получили возможность вывести на новый уровень свои производства, проводить исследования, разработки и усовершенствование производимого оборудования, а главное обеспечить требуемые объемы и техническую поддержку поставляемого оборудования. А РТРС при этом получило возможность выставлять требования к поставляемому оборудованию с учетом специфики своей сети вещания и получать оперативную квалифицированную помощь по всем вопросам эксплуатации оборудования.

В 2022 году из Российской Федерации ушло значительное количество зарубежных производителей, в том числе передающего оборудования, и стало невозможно приобрести комплектующие для ремонта импортного передающего оборудования или получить консультацию в рамках технической поддержки, что показало правильность и своевременность проводимой РТРС политики.

Список используемых источников

1. Указ Президента РФ от 04.08.2004 № 1009 «Об утверждении Перечня стратегических предприятий и стратегических акционерных обществ». URL: <http://www.kremlin.ru/acts/bank/21246/page/1> (дата обращения 24.01.2023).
2. ГОСТ Р 58912-2020. Телевидение вещательное цифровое. Система эфирного наземного цифрового телевизионного вещания второго поколения DVB-T2. Общие технические требования. М. : Стандартинформ, 2020. 76 с. : ил.
3. ГОСТ 18322-78. Система технического обслуживания и ремонта техники. Термины и определения. М. : Стандартинформ, 2007. 12 с.

УДК 621.396.967
ГРНТИ 47.49.29

СИГНАЛ 5G В КАЧЕСТВЕ ИСТОЧНИКА ПОДСВЕТА ДЛЯ ПОЛУАКТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

В. И. Веремьев, В. М. Кутузов, Т. В. Нгуен

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В. И. Ульянова (Ленина)

Полуактивная радиолокация становится все более популярной. Появление нового вида сигналов 5G New Radio дает новые возможности для развития полуактивной радиолокации. Сети 5G в настоящее время развертываются во многих странах мира, что позволяет разрабатывать системы ПАРЛ высокого разрешения с очень хорошим покрытием на малых высотах в городских районах. В работе анализируется возможность развития полуактивной радиолокации с сигналом подсвета 5G. Кроме этого, приводится сравнение 5G с другими сигналами, используемыми в качестве источников подсвета.

полуактивная радиолокация, сигнал подсвета 5G, сеть 5G.

Полуактивная радиолокация (ПАРЛ) обнаруживает цели, используя отражения от них электромагнитных сигналов, излучаемых внешними по отношению к РЛС передатчиками в заданном районе наблюдения.

Результаты первых исследований в области полуактивной радиолокации появились в европейских странах в 1980-х годах. Со своими преимуществами полуактивная радиолокация становится все более популярной. Полуактивная радиолокация позволяет работать скрытно, не требуется выделения отдельного диапазона частот на излучение, имеет относительно низкую стоимость производства и эксплуатации [1].

В системах полуактивной радиолокации (ПАРЛС), в зависимости от доступности, регламента работы и решаемых РЛС задач, могут использоваться различные сигналы подсвета, такие как FM, DVB-T2, DAB, LTE, WiMax и другие.

Появление нового вида сигналов 5G New Radio (5G NR) дает новые возможности для развития полуактивной радиолокации. В данной работе сигнал 5G NR исследуется с точки зрения эффективности его использования в полуактивной радиолокации. Исследованы такие параметры радара как разрешение по дальности, разрешение по скорости, дальность обнаружения. Кроме того, производится сравнение источника подсвета 5G с существующими другими источниками подсвета с точки зрения их эффективности в ПАРЛ.

5G New Radio (NR) – новый глобальный стандарт беспроводной связи для мобильных сетей [2]. Эта технология сотовой связи следующего поколения приходит на смену 4G LTE, обеспечивая значительно более высокие скорости передачи данных и возможности подключения.

5G NR предназначен для работы в широком диапазоне частот. NR может использовать новые полосы частот, определенные для 5G, а также полосы частот, перераспределенные из спектра, используемого предыдущими поколениями систем мобильной связи.

Полосы частот для 5G NR разделены на два диапазона (FR):

- FR1: 410 МГц–7,125 ГГц.
- FR2: 24,25–52,6 ГГц.

В диапазоне FR1 возможны полосы пропускания канала до 100 МГц. В высокочастотном спектре FR2 возможны полосы пропускания канала до 400 МГц.

Схема измерений в двумерной бистатической ПАРЛС, состоящей из одной приемной позиции и одного передатчика, приведена на рис. 1. Здесь L – расстояние между приемником и передатчиком; R_t – расстояние от передатчика до цели; R_r – расстояние от приемника до цели; β – бистатический угол; N обозначает направление на север.

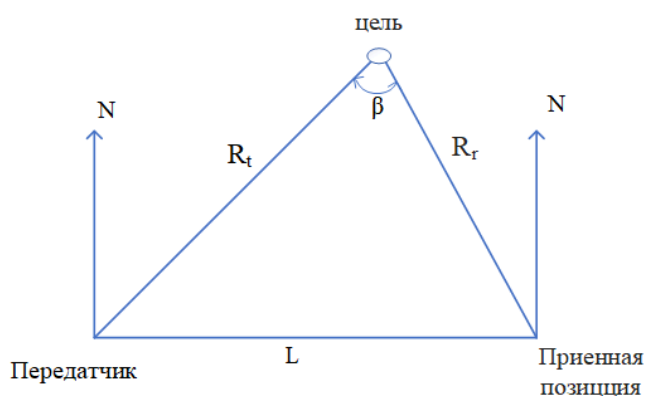


Рис. 1. Измерения в двумерной бистатической ПАРЛС

В данной работе используются следующие основные расчеты для сравнения эффективности источника 5G с другими сигналами [3, 4].

Уравнение дальности ПАРЛС:

$$(R_t R_r)^2 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma F}{(4\pi)^3 k T_0 k_n q \Delta f L},$$

где, $R_t R_r$ – произведение расстояний от передатчика до цели и от цели до приемника; P_t – мощность передатчика; G_t – коэффициент усиления передающей антенны; λ – длина волны; σ – бистатическая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) цели; G_r – коэффициент усиления приемной антенны; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T_0 – температуры среды; k_n – коэффициент шума; q – отношение сигнала/шум; Δf – полоса пропускания приемника; F – коэффициент потерь при распространении сигнала; L – потери в устройстве.

Разрешающая способность по дальности:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_0 \cos(\frac{\beta}{2})},$$

где c – скорость света; Δf_0 – ширина спектра зондирующего сигнала.

Разрешающая способность по радиальной скорости:

$$\Delta v_r = \frac{\lambda}{2T_c \cos(\frac{\beta}{2})},$$

где T_c – время когерентного накопления.

Параметры ПАРЛС с сигналом 5G нисходящей линии и цели, рассматриваемые в этой работе при анализе, приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры ПАРЛС с сигналом 5G нисходящей линии и параметры цели

Параметр	P_t	G_t	G_r	f	σ	F	L	Δf	β	T_c	T_0	k_n
Значение	15 дБВт	30 дБ	20 дБ	От 0,41 до 7,125 ГГц	5 м ²	-16 дБ	2 дБ	40 МГц	60°	0,1 с	300 К	5

Результаты анализа дальности действия, разрешающей способности по дальности и по радиальной скорости приведены на рис. 2 и 3.

Из рис. 2 видно, что крайняя правая линия, соответствующая FM-сигналу, показывает, что ПАРЛ с использования FM-сигнала имеет дальность обнаружения цели большую, чем ПАРЛС с использованием других сигналов.

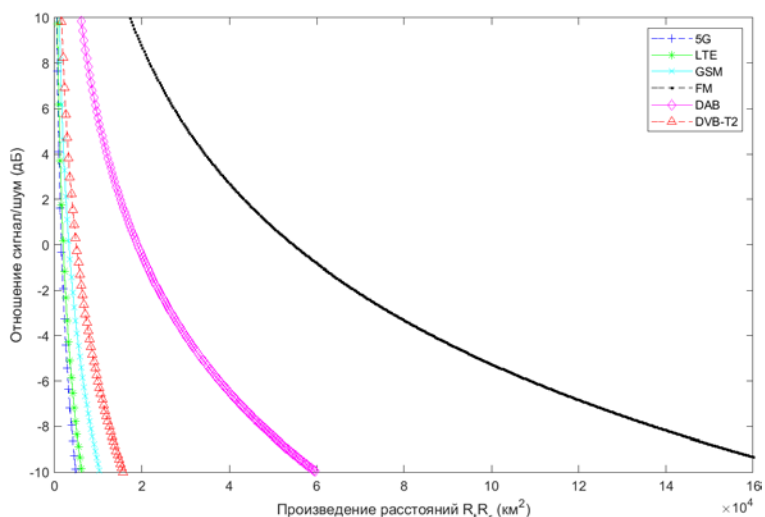


Рис. 2. Зависимости ОСШ от произведения расстояний

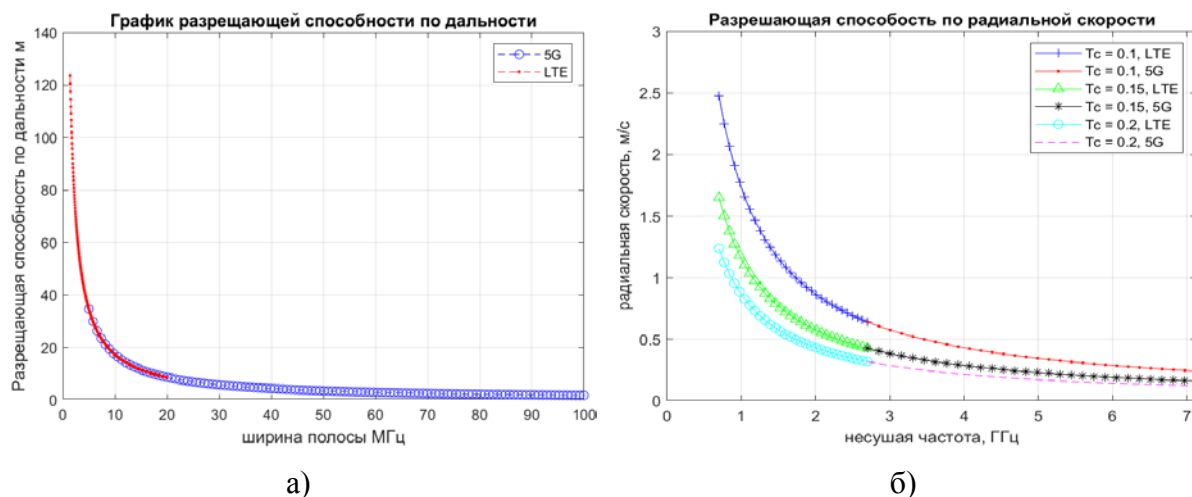


Рис. 3. Разрешающая способность: а) по дальности, б) по радиальной скорости

Разрешение по дальности для сигнала 5G сравнивается с сигналом LTE в частотных диапазонах от 0,7 до 2,7 ГГц. Полоса рабочих частот для LTE изменяется от 1,4 до 20 МГц, а для 5G NR – от 5 до 100 МГц. Из рис. 3а видно, что максимально достижимое разрешение по дальности для LTE составляет 8,66 м при полосе пропускания 20 МГц. Теоретически при полосе пропускания 100 МГц сигнал 5G NR может достигать разрешения 1,73 м. Из этих результатов мы можем сделать вывод, что форма сигнала 5G NR обеспечивает лучшее разрешение по дальности, чем LTE.

Отметим, что и точность определения дальности при использовании FM-сигнала будет намного хуже, поскольку разрешение по дальности для FM-сигнала составляет 3464 м (при полосе пропускания 50 кГц), в 2000 раз хуже по сравнению с сигналом 5G (1,73 м).

LTE работает в диапазоне частот от 0,7 до 2,7 ГГц. Для сравнения, возьмем сигнал 5G NR в диапазоне частот FR1. Анализируя разрешение по скорости, отметим, что, поскольку диапазон частот FR1 сигнала 5G NR изменяется от 2,7 до 7,125 ГГц (рис. 3б), то ПАРЛС с использованием сигнала 5G можно эффективно использовать для обнаружения медленно движущихся целей.

Проведенные исследования показали, что сигнал 5G NR обеспечивает лучшее разрешение по дальности и скорости, чем другие, и источник сигнала 5G NR можно использовать в качестве хорошего передатчика для полуактивных радиолокационных систем на относительно небольших территориях.

Список используемых источников

1. Бархатов А. В., Веремьев В. И., Воробьев Е. Н., Коновалов А. А. и др. Пассивная когерентная радиолокация. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 163 с.

2. 3GPP TS 38.104. NR “Base Station (BS) radio transmission and reception”. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138100_138199/138104/16.04.00_60/ts_138104v160400p.pdf (дата обращения 01.03.2023).

3. Nicholas J. Willis “Bistatic Radar”, Ch.23 in Radar Handbook, 3rd ed., M. I. Skolnik, (ed.), New York: McGraw-Hill, 2008.

4. Hugh D. Griffiths, Christopher J. Baker “An introduction to passive radar”, London: Artech House, 215 pp., 2017.

УДК 654.197.6
ГРНТИ 19.61.31

СТАНДАРТ СЖАТИЯ ВИДЕО H.266 / VCC

В. Д. Вересов, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье представлен принцип работы кодека h.266. Его сравнение с другими стандартами сжатия при помощи программы «ElecCard Stream Eye», на основе анализа качества видео с помощью объективных метрик. Определены перспективы будущего развития кодека h.266 и его преимущества среди кодеков прошлого поколения. Дан анализ технического обеспечения оборудования и готовность к переходу на новый стандарт. Указаны основные преимущества и недостатки, а также критерии для его внедрения в массовое производство.

видеосжатие, кодирование, H.265, H.266, PSNR, VMAF, SSIM.

Созданный в 2012 году, стандарт сжатия H.265/HEVC для своего времени стал настоящим прорывом. В момент начала разработки (2007 г.) была поставлена задача уменьшить битрейт видеоизображения вдвое. Сейчас поддержка этого кодека на аппаратном уровне реализована всеми производителями процессоров. И хотя поддержка H.265/HEVC ещё не стала популярной, пришло время сделать следующий шаг.

Новый стандарт H.266 или Versatile Video Coding (универсальное кодирование видео) является приемником стандартного кодека HEVC и предназначен для снижения скорости передачи данных на 30–50 % при том же качестве восприятия со сложностью кодирования в 10 раз больше и сложностью декодирования примерно в 1,5 раза больше чем у HEVC. Основные преимущества нового стандарта – это поддержка видео разрешением от 4K до 8K, а так же панорамное видео 360°.



Рис. 1. Структура блоков для стандарта H.266 и H.265

Все стандарты, начиная с H.261, применяют «гибридный» подход при сжатии видео, заключается он в использовании внутри- и межкадрового предсказания и двумерного кодирования с преобразованием. Отличительной особенностью исследуемого стандарта является изменение количества блоков предсказания, с 64×64

до 128×128 пикселей (рис. 1). Каждый кадр видео разбивается на регулярную сетку блоков. Несколько блоков можно объединить в логические области. Преимуществом данного стандарта является в том, что при декодировании панорамного видео необязательно декодировать весь кадр, можно выделить лишь область просмотра.

В HEVC была одна древовидная структура, которая позволяла рекурсивно разбивать каждый квадратный блок на 4 квадратных субблока. В VVC теперь есть несколько возможных разделений, которые встроены во множественную древовидную структуру. На первом этапе делается разбиение на квадродерево. На втором этапе каждый блок может быть разделен по горизонтали и вертикали на 2 (BT split) или 3 (TT split) части (рис. 2). Благодаря этому этапу идёт процесс адаптации кодирующего устройства в зависимости от контента, но усложняет процедуру кодирования.

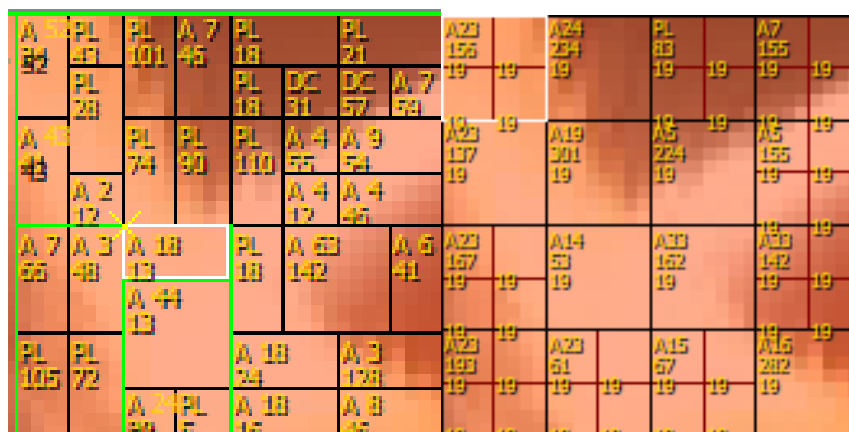


Рис. 2. Структура субблоков для стандарта H.266 и H.265

Следующим существенным изменением было увеличение количества направлений для внутреннего предсказания с 33 до 93 (рис. 3).

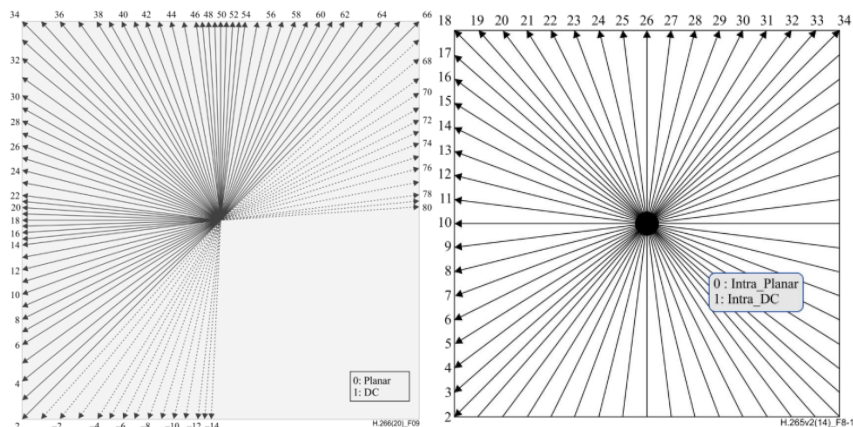


Рис. 3. Направления для внутреннего предсказания H.266 и H.265

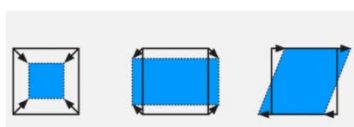


Рис. 4. Аффинное прогнозирование движения

В межкадровом предсказания появились новые инструменты, которые ранее не использовались в стандарте кодирования. Модель аффинного движения (*Affine motion*) (рис. 4) использует несколько векторов движения, для обеспечения движения с 4 или 6 степенями свободы, таким образом увеличивает максимальную точность вектора

движения яркости с 1/4 пикселя до 1/16, точность для вектора движения цветности с 1/16 до 1/32.

Реальное видео плохо предсказывается в виде прямоугольных боков, поэтому, для увеличения эффективности в VVC добавили геометрическое разбиение. Данная опция позволяет выполнять не горизонтальное разбиение блока на две части. При этом для каждой части блока выполняется своя компенсация движения. В стандарте указано 63 различных режима разбиения [1, 2, 3].

В качестве проверки эффективности и изучения параметров данного кодека, а также сравнения его с другими стандартами сжатия было выбрано программное обеспечение Томской компании Elecard – «Elecard Stream Eye» и «Elecard Video Quest». Тестовые образцы имели параметры, представленные в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры видеоизображений

Формат видео	MPEG-2, AVC/H.264, HEVC/H.265, VVC/H.266, AV1, AVS3, VP9
Разрешение	1280×720 пикселей
Частота кадров	25 кадров в секунду
Длительность	2 секунды
Глубина цвета	8 бит
Цветовая субдискретизация	4:2:0
Тип развертки	Построчная

В качестве предмета исследования были выбраны основные объективные метрики для измерения качества изображения:

- PSNR – пиковое отношение сигнал шум, означает отношение между исходным изображением, и изображением полученным в результате сжатия. Чем выше значение PSNR, тем ближе к оригиналу получилось сжатое изображение:

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{MaxErr x^2 \omega h}{\sum_{i=1, j=1}^{\omega, h} (x_{i,j} - y_{i,j})^2},$$

где $MaxErr$ – максимальное возможное абсолютное значение цветовой составляющей, ω , h – ширина и высота видео (рис. 5);

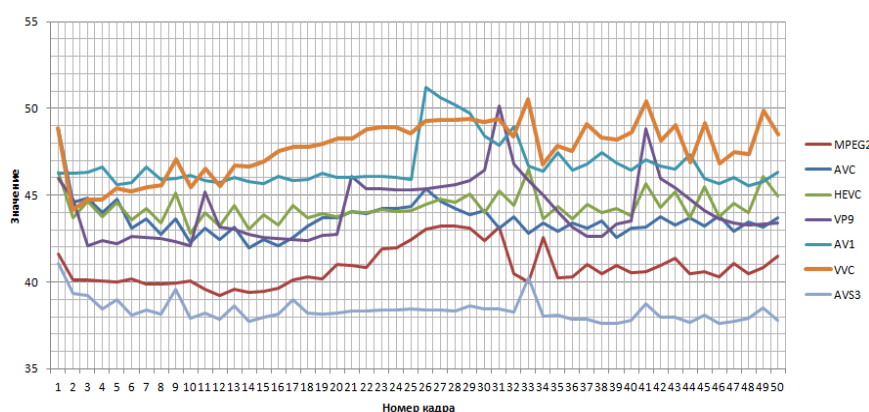


Рис. 5. График значения PSNR для каждого кадра

- VMAF – метрика оценки качества изображения, разработанная компанией Netflix в сотрудничестве с двумя университетам. Данная метрика стремится отразить человеческое восприятие качества видео. Состоит из набора существующих показателей качества: VIF – визуальная точность информации, DLM – метрика потери деталей, MCDP – средняя совместно расположенная разница пикселей, измеряет разницу яркости между кадрами, и AN-SNR – противозумное отношение сигнал – шум. Чем выше значение VMAF, тем ближе к эталонному изображению (рис. 6);

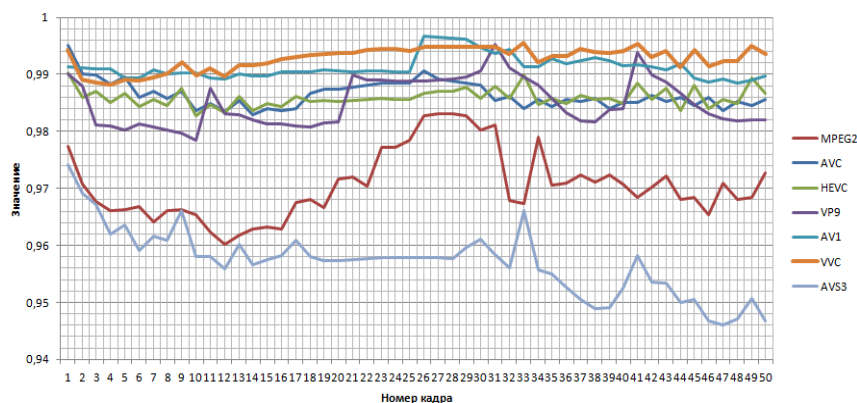


Рис. 6. График значения SSIM для каждого кадра

- SSIM – метрика структурного сходства. Суть метрика заключается в сравнении искажений трех компонентов изображения: яркость, контраст и сравнение структуры (рис. 7) [4].

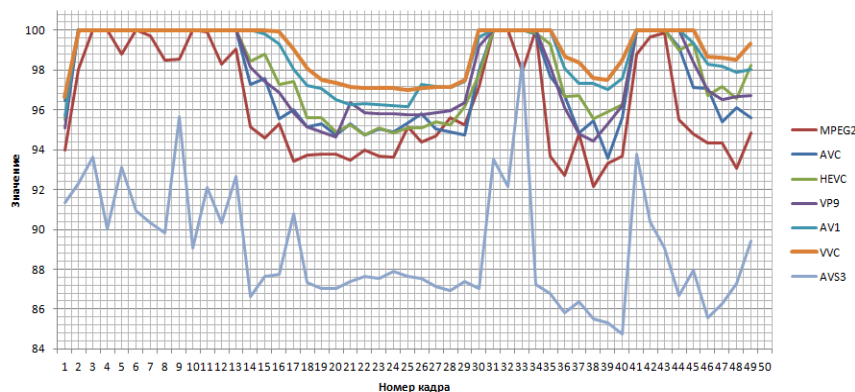


Рис. 7. График значения VMAF для каждого кадра

Так же было посчитано среднее значение каждой метрики для лучшего анализа результатов (рис. 8).

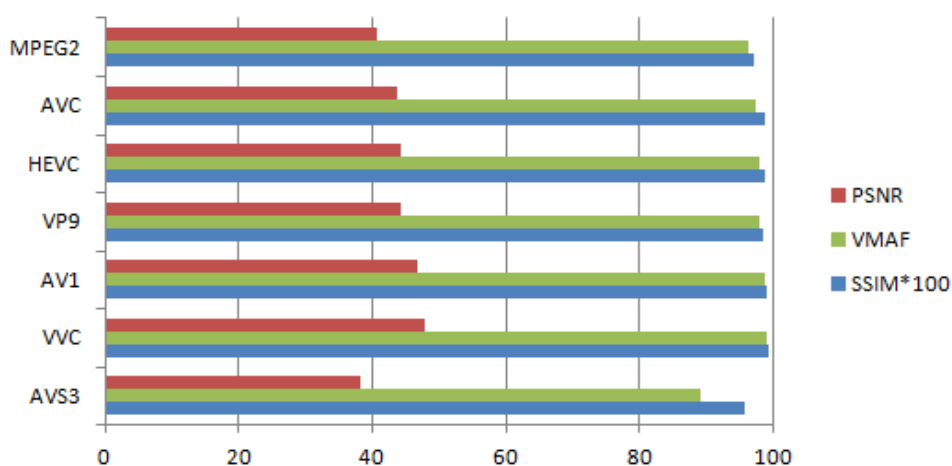


Рис. 8. Среднее значение по каждому тестовому видеоролику

В настоящее время широко используемым видеокодеком является H.264, внедрение двух следующих стандартов ограничено лицензированием на новых устройствах, пока VP9 и AV1 распространяются бесплатно, и находят всё больше последователей. Так с января 2020 года компания Google добавила поддержку аппаратного декодера AV1 в браузер Chrome и приложение YouTube, что позволило пользователям смотреть видео в высоком качестве без большого затрата интернет ресурса. И хотя по всем показателям новый кодек H.266 превосходит предыдущие, а программный код кодера и декодера находятся в открытом доступе, пока телевизионные корпорации по созданию и передаче контента не договорятся с друг другом в ближайшей перспективе развитие этого кодера не будет массовым.

Список используемых источников

1. Recommendation ITU-T H.265, SERIES H: AUDIOVISUAL AND MULTIMEDIA SYSTEMS Infrastructure of audiovisual services – Coding of moving video, High efficiency video coding, 2021.

2. Recommendation ITU-T H.266, SERIES H: AUDIOVISUAL AND MULTIMEDIA SYSTEMS Infrastructure of audiovisual services – Coding of moving video, Versatile video coding, 2022.

3. Tamar Shoham. Video Codecs in 2020 – The Race is On! // BEAMR. Video technology and image science software company, developing video codecs and quality metric. URL: <https://blog.beamr.com/2020/05/28/video-codecs-in-2020-the-race-is-on/> (дата обращения: 20.01.2023).

4. Никин В. В., Гарина С. В. Обзор методов и средств оценки качества кадров в видео-файле [Электронный ресурс] // International journal of professional science. 2020. № 11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-metodov-i-sredstv-otsenki-kachestva-kadrov-v-video-fayle> (дата обращения: 28.01.2023).

УДК 621.3.049
ГРНТИ 47.14.03

ПРЕИМУЩЕСТВА И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ МОНТАЖА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

В. Ю. Виноградов, К. О. Комар, А. Н. Мирханова

Казанский национальный технический университет им. А. Н. Туполева – КАИ

Печатная плата – пластина из диэлектрика, на поверхности или в объёме которой сформированы электропроводящие цепи электронной схемы. Существует несколько способов монтажа печатных плат, в данной статье сравниваются два способа – это автоматическая линия монтажа и ручной монтаж. А также приводится их сравнение и оценка эффективности.

печатная плата, автоматическая линии монтажа, ручной монтаж.

Печатные платы применяются практически во всех отраслях народного хозяйства, и потребность в них постоянно возрастает. Опережающие темпы развития микроэлектроники требуют непрерывного повышения их технического уровня, который определяется ростом плотности монтажа электро-радио изделий, повышения требований к надежности, увеличением частоты следования импульсов. Обеспечение этих требований зависит от достижений в области конструирования и развития технологии производства печатных плат. Технологический процесс изготовления печатных плат является

сложным и многооперационным (порядка 50 операций) с использованием большого количества оборудования (до 40–50 единиц), производственных площадей [1].

Электронные модули на печатных платах (ЭМПП) являются основными сборочными единицами современных электронных средств (ЭС). Поэтому от их параметров в значительной степени зависят массогабаритные, надежность и стоимостные характеристики электронных систем.

В современном производстве скорость производства и высокое качество являются основным ориентиром развития. С каждым годом разрабатываются новые методы, позволяющие сократить технологический цикл производства ЭМПП. Тенденция производства нацелена на то, чтобы как можно меньше использовать ручной труд. Поэтому внедрение автоматической линии позволит уменьшить время производства, исключить человеческий фактор, что в свою очередь приведет к повышению качества продукции.

Внедрение автоматической линии монтажа – это идеальное решение для достижения целей ускорения производства. Помимо скорости, данный способ позволяет снизить стоимость и обеспечить высокое качество конечного изделия. Данные преимущества достигаются путем использования следующих систем:

- 1) 3D оптической инспекции при нанесении паяльной пасты;
- 2) контроль началом монтажа для определения координаты реперных меток на мульти заготовке для корректной установки компонентов на контактной площадке;
- 3) автоматическая видеоинспекция для контроля качества пайки в том числе по стандартам ГОСТ;
- 4) система АОІ для выявления дефектов, отсутствия или смещения компонентов, образований перемычек припоя между выводами микросхем, не пропой и эффект холодной пайки;
- 5) сбор данных о работе инспекционных систем для анализа в едином информационном пространстве. Сервера сбора статистики позволяют в режиме реального времени отслеживать и корректировать текущие параметры процессов. Система хранит и анализирует максимально подробные характеристики выпускаемой продукции, включая фото, 3D модели и результаты измерений;
- 6) применение рентгеноскопического контроля для оценки количества пустот, проверить целостность внутренних проводников платы и компонентов, а также при необходимости получить снимки высокого качества [1].

Однако, в данном виде монтаже можно отметить следующие минусы:

- 1) необходимость покупки дорогого оборудования;
- 2) надобность в регулярном контроле температур при проведении групповой пайки;

3) вероятность производственного брака в случае неправильных настроек станков.

В отличие от автоматического монтажа ручной монтаж более трудоёмкий процесс. Ручной монтаж – процедура соединения электрическим и механическим способом электронных компонентов на пластине из диэлектрика с использованием расплавляемого металла – припоя. Данный приём принято также называть технологией монтажа на поверхность (Преимуществом отличие данного способа от «традиционных» проявляется в использовании предварительно нанесённого на пластину припоя (либо паяльной пасты) с последующим лужением, в результате чего соединение становится более прочным и надёжным.

Ручной монтаж печатных плат делится на несколько видов:

В зависимости от синхронизации установки электронных элементов пайка плат бывает двух видов:

- 1) групповая (одновременная) – данный способ воздействует на всю поверхность диэлектрической пластины;
- 2) индивидуальная (селективная) – при таком виде происходит акцент исключительно на конкретном участке поверхности.

Применяют различные виды пайки: пайка волной припоя, конвекционная пайка, инфракрасная пайка, лазерная пайка и пайка световым лучом.

Ручной монтаж печатных плат включает себя несколько этапов:

- 1) нанесение паяльной пасты;
- 2) нанесение адгезива (клея);
- 3) монтаж компонентов;
- 4) пайка узла (оплавлением припоя, волной припоя, ручная пайка);
- 5) контроль по внешнему виду и электрическим параметрам;
- 6) отмывка узла;
- 7) обеспечение влагозащиты [2, 3].

Как можно заметить, у ручного монтажа меньше систем контроля, а также человеческий глаз может пропустить некоторые ошибки в монтаже. Помимо этого, при ручном монтаже временные затраты на производство платы повышаются в разы, т.к. все манипуляции выполняются в ручном режиме это приводит к тому, что себестоимость плат будет повышаться. Также стоит отметить что нужно производить не только предварительную обработку, но и обработку электрорадиоизделий после завершения процесса пайки.

Как мы видим, автоматический монтаж имеет множество преимуществ по сравнению с ручным монтажом электрических узлов. Но также стоит отметить, что ни одна автоматическая линия не обходится без участия человека, ведь необходимо настроить и отладить систему, обработать данные и принять решение о годности продукции.

Данное решение актуально только для предприятий где большой объем выпускаемой продукции, ведь только с большим производством можно в полной мере ощутить эффективность автоматической линии. В иных же случаях рекомендуется использовать ручной монтаж.

Список использованных источников

1. Богачек Г. Д., Букрин И. В., Иевлев В. И. Технология поверхностного монтажа. Автоматическая установка компонентов : учебное пособие / Под общ. ред. В. И. Иевлева. Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2018. 104 с.

2. Ручная пайка печатных плат. URL: <https://beton-monolit.ru/pajka/ruchnaya-pajka-pechatnyh-plat.html>

3. Пайка печатных плат. URL: <https://www.vectorltd.ru/articles/pajka-pechatnyh-plat.html>

УДК 621.31
ГРНТИ 45.31.01

РАЗВИТИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ПИТАНИЯ МАЛОМОЩНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

П. Ю. Виноградов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Учитывая широкое распространение устройств интернета вещей в сетях пятого поколения, жизненно важно обеспечить их питание в процессе эксплуатации. Особенно это относится к автономным элементам сети. Здесь рассматриваются перспективы развития маломощных элементов питания и беспроводные технологии сбора энергии для устройств интернета вещей, которые в качестве источников используют радиочастотное, видимое и инфракрасное излучения, механические колебания.

аккумулятор, сбор энергии.

Наступление эры информационно-коммуникационных технологий привело к массовому внедрению беспроводных устройств в различных сетях, включая сотовую связь пятого поколения (5G), интернет вещей (IoT), сети электронного здравоохранения, беспилотные автомобили и вообще все «беспилотники». Многие из этих информационно-коммуникационных устройств находятся на объектах с собственной энергоустановкой, и проблема их питания лежит в плоскости электропреобразовательной техники.

Большое количество устройств расположены автономно. Согласно требованиям для технологий радиодоступа 5G IMT-2020 общее количество подключенных устройств на квадратный километр может составлять до миллиона штук. Плотность населения в городах на два порядка меньше. Значит основное количество устройств это IoT. Как правило, значительная нагрузка ложится на автономные устройства беспроводного доступа. Традиционно они работают от батарей и, следовательно, ограничены в потреблении энергии, что влияет на срок их эксплуатации.

Сейчас развитие технологий электропитания автономных устройств идет по двум направлениям. Первое – это разработка малогабаритных элементов питания с повышенными плотностью энергии и сроком службы, что позволить заряжать или заменять их не чаще чем один раз в 10 лет. Это могут быть традиционные щелочные аккумуляторы, например, никель-цинковые (*NiZn*) или никель-металлогидридные (*NiMH*) выполненные на современном технологическом уровне [1]. Например, батареи компании Imprint Energy для питания устройств интернета вещей. Эти батареи, напечатанные на 3D-принтере, не являются громоздкими и могут быть сформированы в любую форму. При модульном включении они могут питать даже микросотовые базовые станции. Эта же компания работает над созданием дешёвых аккумуляторов, которые можно печатать на широко распространённых промышленных принтерах трафаретной печати. Это значит, что аккумуляторы будут дешёвыми. И очень гибкими. Ультратонкие цинк-полимерные аккумуляторы отлично подходят для носимой электроники, миниатюрных медицинских приборов, автономных сенсоров.

Развивается технология литиевых аккумуляторов. Создаются элементы с твердотельными электродами и электролитом. В маломощном варианте это тонкопленочные батареи (*LiPON*) для кардиостимуляторов, портативных носимых устройств, радиометок, сенсоров, датчиков.

Даже при длительном сроке автономной работы требуется периодическая замена батареи. Это может показаться простой задачей; однако, учитывая постоянно растущее число устройств и их ограниченную доступность в некоторых областях применения (например, во взрывоопасных средах), замена батареи часто является дорогостоящей с точки зрения эксплуатации или неосуществимой.

Чтобы справиться с этой проблемой предлагается второе направления развития технологий электропитания автономных устройств. Это беспроводной заряд аккумуляторной батареи или суперконденсатора. Рассматриваются различные источники энергии. Фоновое или направленное радиоизлучение, фоновый или направленный поток световой или инфракрасной энергии. Последнее разрабатывается для помещений. На производстве или других местах, где работают электромоторы возможен сбор и преобразование механических колебаний (пульсации, шум) в электроэнергию.

Рассмотрим подробнее использование радио частотных (РЧ) волн для заряда питающих устройств. Технология называется – Wireless Information and Power Transmission, WIPT (беспроводная передача информации и мощности).

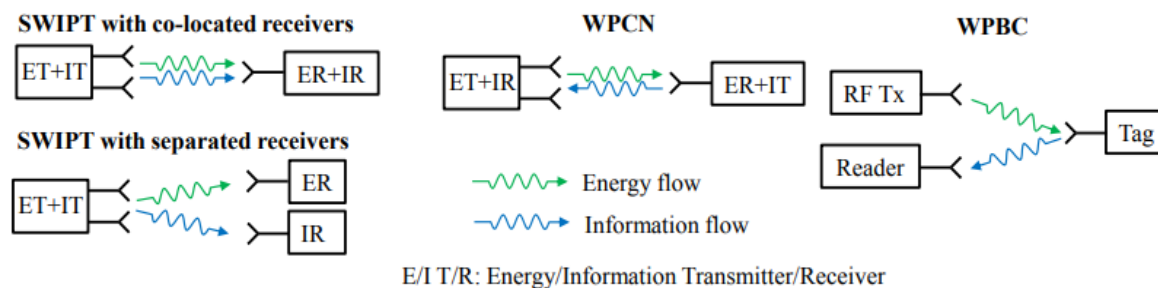


Рис. 1. Различные архитектуры беспроводной передачи энергии [2]

Как показано на рис. 1, WIPT можно разделить на три различных типа:

- Одновременная беспроводная передача информации и мощности (*Simultaneous Wireless Information and Power Transfer*, SWIPT). Энергия и информация одновременно передаются по нисходящей линии связи от одной или нескольких точек доступа к одному или нескольким приемникам. Приемники энергии (ER) и приемники информации (IR) могут быть расположены совместно или разделены. В SWIPT с разделенными приемниками ER и IR – это разные устройства, первое из которых является заряжаемым устройством с низким энергопотреблением, а второе – устройством, принимающим данные. В SWIPT с совместно расположенными приемниками каждый приемник представляет собой одно маломощное устройство, которое одновременно заряжается и принимает данные.

- Сеть связи с беспроводным питанием (*Wirelessly Powered Communication Network*, WPCN). Энергия передается по нисходящей линии связи, а информация – по восходящей. Приемник – это маломощное устройство, которое собирает энергию в нисходящей линии связи и использует ее для передачи данных в восходящей линии связи.

- Связь с обратной передачей и беспроводным питанием (*Wirelessly Powered Backscatter Communication*, WPBC). Энергия передается по нисходящей линии связи, а информация – по восходящей линии связи. Радиометка (*Tag*) принимает сигнал РЧ достаточной мощности от передатчика, модулирует его и передает в обратном направлении для считывателя. Поскольку метки не требуют генераторов для генерации сигналов несущей, такая связь выигрывает от более низкого энергопотребления по сравнению с обычной радиосвязью. Расстояния, на которых работает WPBC, от десятков сантиметров до сотен метров.

Реальные сети могут включать в себя смесь вышеуказанных трех типов передач с несколькими совместно расположенными или разделенными передатчиками энергии (ЕТ) и передатчиками информации (ИТ).

Однако полагаться исключительно на РЧ может оказаться невозможным из-за необходимости совместного удовлетворения ожиданий увеличения времени автономной работы устройства до 10 раз и роста глобального трафика мобильных данных до уровня, превышающего 100 эксабайт, т. е. 100 квинталионов байт (10^{20}).

В последнее время оптическая беспроводная связь (*Optical wireless communication*, ОВС) появилась как дополнительная технология к РЧ для обеспечения внутренней беспроводной связи [3]. На платформе ОВС беспроводная перезарядка энергии с помощью световой волны, то есть видимого света и ближнего инфракрасного излучения, сейчас привлекла всплеск внимания как со стороны научных кругов, так и промышленности. Высокий потенциал технологии световолновой передачи энергии был подтвержден в ряде работ [3]. Однако эта технология может использоваться только при наличии прямой видимости для передачи достаточного количества энергии.

Очевидно, что радиочастотные и световолновые подходы к передаче энергии без проводов являются скорее дополняющими, чем конкурирующими технологиями.

Список используемых источников

1. Das R., Imran M., Heidari H., Onireti O. Energy Harvesting and Power Management for IoT Devices in the 5G Era // *IEEE Communications Magazine*. 2021. No. 9. PP. 91–97.
2. Clerckx B. Fundamentals of Wireless Information and Power Transfer: From RF Energy Harvester Models to Signal and System Designs // *IEEE JSAC*, vol. 37, 2019, No. 1. PP. 4–33.
3. Pathak P. H. Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, 2015, No. 4, PP. 2047–2077.

УДК 654.172
ГРНТИ 49.45.29**СОВРЕМЕННЫЕ КМОП-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ****А. И. Волкова, С. Л. Федоров**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматривается комплиментарный металл-оксид-полупроводник. Приводится развитие КМОП-технологии. Представлен анализ характеристик и преимущества существующих КМОП-преобразователей. Описаны основные производители, чьи технологии используются в наше время. Рассмотрены различия их технологий и перспективы.

КМОП, ПЗС, ТВ вещание.

Цифровые телевизионные камеры, использующие фотоприёмники, изготовленные по технологии комплиментарных структур метал–оксид–полупроводник, получили название КМОП сенсоров или КМОП камер. Данная технология привела к появлению так называемых «видеосистем на кристалле» – интеграция на одном кристалле фотоприёмников, устройств развёртки, оцифровки и цифровой обработки видеосигналов.

Использование технологии КМОП имеет целый ряд преимуществ по сравнению с широко применяемой технологией приборов с зарядовой связью (ПЗС), причем большая часть преимуществ связана с возможностью произвольного доступа в произвольном порядке к любому пикселу изображения.

КМОП-матрица также, как и ПЗС состоит из фотодиодов и роль «хранителя» заряда выполняет конденсатор. Рядом с фотодиодом располагаются транзисторы. Первый в качестве электронного ключа, открывающего цепь «фотодиод – конденсатор», второй для установки конденсатора в «начальное» состояние [1]. Как принято, «начальным» состоянием у конденсатора КМОП-матрицы будет заряженное состояние, а фотодиод будет разряжать его (рис. 1).

В структуру КМОП-матрицы добавляется дополнительный транзистор-усилитель, а также транзисторы выбора ячейки в составе столбца, для считывания информации (рис. 2).

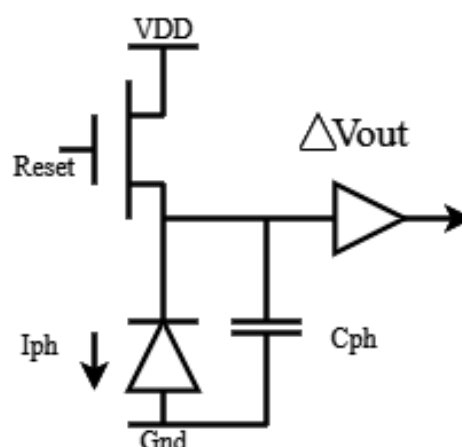


Рис. 1. Принципиальная схема ячейки КМОП – матрицы

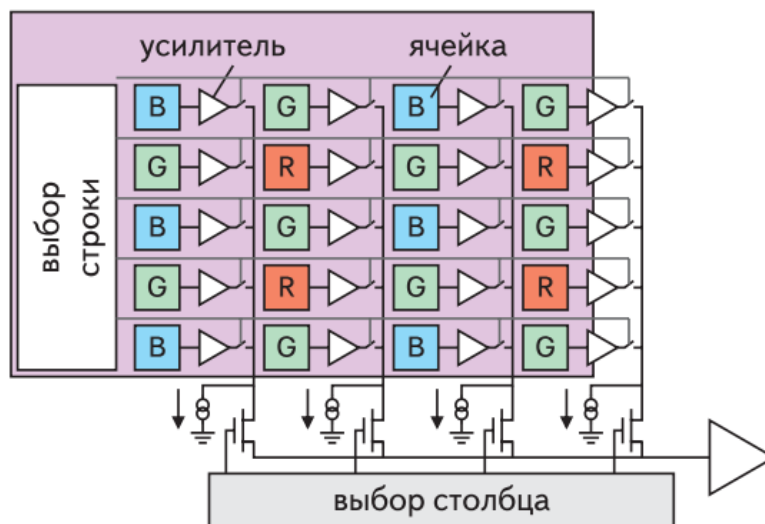


Рис. 2. Последовательность считывания ячеек КМОП – матрицы

Технология КМОП позволяет разместить на кристалле матрицы все аналого-цифровые элементы схемы, которые необходимы для получения полностью законченной системы на кристалле. Выходными интерфейсами матрицы могут быть цифровые интерфейсы или аналоговые: композитный и S-Video сигналы, подключаемые прямо к видеомонитору [1]. Для работы матрицы необходима лишь подача напряжения питания и кварцевый генератор.

Основными различиями между формирователями изображения КМОП и ПЗС являются:

1. У формирователей изображения КМОП заряд каждого пикселя преобразуется в напряжение и дискретизируется индивидуально, напряжения (уровни сигнала) каждого пикселя адресуются в виде матрицы и подаются на выход, то есть у каждого пикселя есть собственный выходной усилитель, в то время как ПЗС передают сигнал от пикселя к пикселю к выходному узлу в области заряда. Это означает, что требования пропускной способности, предъявляемые к данному выходному усилителю, связаны только с количеством считываний в секунду [2]. Так процесс не требует много энергии, а потому и тепловыделение низкое.

2. КМОП может считывать сигналы параллельно и с меньшей скоростью, в то время как ПЗС при переходе к 1080p требует повышенной скорости считывания.

3. Чувствительность у КМОП-сенсоров при чересстрочной и прогрессивной развертках одинакова, а у ПЗС при чересстрочной развертке чувствительность более чем вдвое выше, чем при прогрессивной [3].

4. КМОП-сенсоры имеют сниженное энергопотребление (напряжение питания КМОП: +3 В, +5,5 В; ПЗС: от +12 до +15 В).

5. КМОП технология имеет расширенный динамический диапазон. Кроме того, каждая ячейка формирователя изображения имеет в своем составе АЦП и усилитель.

В итоге в пользу КМОП технологии выступают: потенциально более высокое разрешение, расширенный динамический диапазон и возможность увеличения кадровой частоты [4]. Динамический диапазон может быть еще более расширен с возможностью создания внутрикамерного режима HDR.

КМОП преобразователи с момента их появления стремительно развивались и развиваются сейчас.

Первые «пассивные» КМОП-сенсоры (один транзистор на пиксель) имели хорошие коэффициенты заполнения, но страдали от очень низкого соотношения сигнал-шум. Почти во всех конструкциях КМОП сегодня используются «активные пиксели», в которых в каждый пиксель помещается усилитель, обычно состоящий из трех транзисторов (это известно, как 3Т-пиксель). Более сложные конструкции пикселей КМОП включают больше транзисторов (4Т и 5Т) для добавления таких функций, как шумоподавление и/или затвор.

С точки зрения частоты кадров КМОП может показать хороший потенциал. Поскольку информация о пикселях передается во внешний мир в основном параллельно, а не последовательно как ПЗС – матрицы. При большем количестве выходных усилителей полоса пропускания каждого усилителя может быть очень низкой, что означает меньший шум на более высоких скоростях и более высокую общую пропускную способность.

Чтобы улучшить производительность 3Т, разработчики усовершенствовали технологический процесс и добавили больше транзисторов. Закрепленные фотодиоды используют дополнительные этапы имплантации пластины и дополнительный транзистор для улучшения шумовых характеристик (в частности, сброса шума), увеличения чувствительности к синему и уменьшения задержки изображения (неполная передача собранного сигнала).

В 2022 компания Yuanta Research опубликовала отчет, где показала свой взгляд на рынок КМОП-датчиков изображения и их перспективы. Основными лидерами по производству КМОП-датчиков оказались такие компании, как Sony, Samsung и Omnivision (OV) [5]. Каждая из компаний, помимо отличных характеристик продукции, имеет свою уникальную технологию.

Так у компании Sony – это технология многослойных датчиков, которые стали востребованы производителями мобильных устройств, а также технология Pregius – технология глобального затвора, которая заключается в добавлении блока памяти под системой для того, чтобы избежать эффекта

желе. Данная технология развивается и крайним поколением является четвертое поколение Pregius S [6], которое включает в себя следующие инновации:

- Непревзойденная на настоящий момент низкая цена за разрешение в мегапикселях: ввиду небольшого размера пикселя (всего 2,74 мкм) на доступной поверхности сенсора можно разместить большее количество пикселей.

- Широкий спектр разрешения: от 5 до 24 МП – подходящее разрешение для любой сферы применения.

- Глобальный затвор: новая технология в сочетании с сенсорами с задней засветкой (BSI). Обеспечивает отсутствие эффекта размытия на изображении при движении объекта съемки, в том числе с высокой скоростью. До настоящего времени сенсоры с BSI предлагались только со скользящим затвором (Sony STARVIS).

- Выбор нескольких активных зон с (до 8×8 активных зон): уменьшает объем данных, обеспечивая, таким образом, возможность повышения частоты кадров.

Компания Samsung представила технологию ISOCELL суть которой заключается в том, что пиксели в матрице изолируются друг от друга металлической решеткой. Благодаря этому каждый отдельный пиксель поглощает большее количество света и не создает перекрестные помехи от соседних, так как собирает весь свет со своей микролинзы [7]. С 2013 года технология усовершенствовалась и с каждым разом снижался уровень помех, возрастала ширина угла ориентации луча. В 2017 году Samsung создала бренд, который включал в себя четыре суббренда:

- Bright – линейка, способная «вытянуть» качество снимка с минимальным уровнем шумов даже при плохом освещении.

- Slim отличается сверхтонкими пикселями и предназначены для миниатюрных устройств.

- Fast обладает возможностью быстро фокусироваться, в том числе и на движущихся объектах.

- Dual – специальная разработка для двухмодульных камер.

В начале 2021 года компания представила очередное поколение технологии под названием ISOCELL 2.0.

Компания Omnivision обладает большим количеством технологий, которые охватывают разные сферы деятельности, такие как: автомобильные, медицинские, мобильные КМОП-сенсоры, КМОП-сенсоры для видеонаблюдения, интернета вещей. Одной из таких технологий является OmniPixel®3-HS, которая улучшает захват изображений в условиях очень низкой освещенности для компактных камер для мобильных телефонов, ноутбуков, автомобильных камер заднего вида и других приложений, требую-

щих исключительных характеристик при слабом освещении без использования активного освещения. [8] Ее особенностью является то, что используется датчик фронтального освещения (FSI), а размер пикселя может составлять всего 1,75 мкм.

Так же помимо трех лидеров на рынке существуют и другие компании выпускающие КМОП-сенсоры, такие как: Howe Technology, SK Hynix, Gekewei, BYD Microelectronics, Fullhan Microelectronics, Changguangchen Core и Ruixin Micro.

Список используемых источников

1. Шевердин А. Технологические инновации КМОП-камер Omnivision – оптимальный выбор для высокообъемных применений // Компоненты и технологии. 2008. С. 46–47.
2. DALSA Digital Cinema. Image Sensor Architectures for Digital Cinematography. URL: https://velocimetry.net/downloads/Image_Sensor_Architecture_Whitepaper_Digital_Cinema_00218-00_03-70.pdf (дата обращения 10.02.2023).
3. Вебер К. Новые тенденции и методы в технологии формирования изображения для прямых трансляций // 2014. С. 30–32. URL: https://www.mediavision-mag.pro/uploads/04%202014/30-35%2304_2014.pdf (дата обращения 10.02.2023).
4. Вебер К. КМОП: готов к телевещанию уже сегодня [Электронный ресурс] // Белая книга. 2012. С. 1–10. URL: https://www.wapps.grassvalley.com/docs/WhitePapers/broadcast/cameras/ldk3000plus/CAM-4073M-RU_CMOS_Whitepaper.pdf (дата обращения 12.02.2023).
5. All rights reserved by russianblogs: Последний рейтинг мировых производителей датчиков изображения CMOS: темная лошадка отсутствует. URL: <https://russianblogs.com/article/81221269786/>
6. Basler AG. // URL: <https://www.baslerweb.com/ru/prodazhi-i-tekhpodderzhka/bazaznaniy/sensory-sony-pregius-s/> (дата обращения 20.03.2023).
7. Mob-Mobile: Технология ISOCELL: что это такое, где используется, особенности. URL: <https://mob-mobile.ru/statya/13705-tehnologiya-isocell-chto-eto-gde-ispolzuet-sya-osobennosti.html#puzzle>
8. Официальный сайт компании Omnivision, раздел технологии. URL: <https://www.ovt.com/technologies/omnipixel-3-hs/> (дата обращения 20.03.2023).

УДК 654.739
ГРНТИ 49.33.29

АНАЛИЗ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ 2,4 ГГц

О. В. Воробьев, А. В. Дубаков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассмотрены виды помех, которые наиболее часто встречаются при работе технологии Wi-Fi в нелицензируемом частотном диапазоне 2,4 ГГц. Раскрываются причины негативного воздействия на функционирование беспроводной связи, часть из которых можно предотвратить на этапе разработки и планирования Wi-Fi сети. Затрагиваются последствия паразитного воздействия, которые ограничивают возможности беспроводной сети, а также рассматриваются возможные пути устранения помеховой обстановки, многие из которых уже доказали свою эффективность.

Wi-Fi, помехи, частотный диапазон 2,4 ГГц.

Беспроводные технологии появились достаточно давно, однако они и сегодня играют важную роль в сетях передачи данных. Развитие первых стандартов Wi-Fi было начато в 1990 году и продолжается в настоящее время. Для работы Wi-Fi используется два частотных диапазона – 2,4 и 5 ГГц, оба являются нелицензируемыми, что позволяет беспрепятственно пользоваться технологией в рамках указанных частот. В статье особое внимание уделяется диапазону 2,4 ГГц, так как он является более загруженным и помеховая обстановка остается очень напряженной.

В беспроводных сетях в качестве среды распространения сигнала используются радиоволны, в связи с этим на работу Wi-Fi воздействует большое количество различного рода помех. Величина RSSI (*Received Signal Strength Indicator* – Индикатор уровня принимаемого сигнала) показывает, насколько силен сигнал между точкой доступа и абонентским устройством. Обычно она варьируется в диапазоне от –30 до –90 dBm, причем, чем больше значение, тем выше скорость передачи и стабильнее сигнал.

Негативные воздействия для беспроводной сети могут создавать соседние Wi-Fi сети, функционирующие на том же частотном канале. Эти помехи, называемые внутриканальными, преобладают в сетях стандартов 802.11 b, g, n. Также внутриканальные помехи могут возникать и между устройствами Wi-Fi, функционирующими на соседних частотных каналах. При рассмотрении первого частотного канала с полосой 2,401–2,423 ГГц и второго канала с полосой 2,406–2,428 ГГц, их общий участок составляет более 60 % от ширины канала, что приводит к значительному снижению

пропускной способности WLAN [1]. Для исключения взаимных помех между каналами необходимо, чтобы их несущие отстояли друг от друга на 25 МГц (5 межканальных интервалов). Таким образом, можно использовать непересекающиеся каналы. В диапазоне 2,4 ГГц сформированы следующие комбинации – 1, 6, 11; 2, 7; 3, 8; 4, 9; 5, 10. Для наиболее эффективной работы Wi-Fi сети необходимо использовать одну из указанных комбинаций. Однако при высокой плотности беспроводных устройств каналы приходится использовать повторно.

Интерференция возникает и при работе Bluetooth в зоне действия Wi-Fi сети, так как обе технологии работают в частотном диапазоне 2,4 ГГц. Устройства Bluetooth и беспроводные локальные сети стандарта 802.11 базируются на двух различных технологиях модуляции, поэтому им трудно сосуществовать в одной и той же полосе частот, не мешая друг другу. С одной стороны, устройства Bluetooth используют модуляцию FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum* – псевдослучайная перестройка рабочей частоты). Их радиочастотные сигналы перескакивают с одной частоты на другую во всем частотном диапазоне 2,4 ГГц. С другой стороны, в беспроводных локальных сетях стандарта 802.11 используются каналы с фиксированной полосой частот в пределах частотного диапазона 2,4 ГГц, а передача в любой момент времени осуществляется только по одному из этих выделенных каналов. Поскольку радиосигналы от устройств Bluetooth перескакивают по всем каналам случайным образом, они оказывают пагубное влияние на беспроводные локальные сети стандарта 802.11. В результате, независимо от того, какой канал настроен в беспроводной локальной сети, точкам доступа стандарта 802.11 трудно избежать радиочастотных помех, вызванных устройствами Bluetooth, работающими в непосредственной близости от нее [1].

Для подтверждения написанного были проведены два небольших эксперимента, а именно, измерена пропускная способность Wi-Fi (стандарт 802.11n, тариф оператора – 100 Мбит/с). В отсутствие помеховых воздействий она составила 54,01 и 53,66 Мбит/с. При передаче файла по Bluetooth и одновременного мониторинга скорости передачи получились следующие результаты: 19,39 и 25,81 Мбит/с. Таким образом, скорость передачи снизилась на 64 и 51,9 % соответственно. Для получения наивысшей скорости передачи не следует одновременно использовать Wi-Fi и Bluetooth.

Точка доступа Wi-Fi стандарта 802.11n имеет радиус действия до 70 м в помещении и до 100 м вне помещения. В помещении дальность действия может снижаться до пары десятков метров из-за особенностей планировки здания, количества несущих стен и других препятствий.

Отдельно стоит рассмотреть влияние преград на качество сигнала беспроводной связи. В таблице приведены некоторые виды препятствий и соответствующие им помехи.

ТАБЛИЦА 1. Препятствия и создаваемые ими помехи

Препятствие	Потери (дБ)	Эффективное расстояние, %
Открытое пространство	0	100
Линолеум	0,02–0,15	99
Гипсокартон	0,3–0,9	90–95
Фанера/ДСП 19 мм	1–2	80–90
Окно без тонировки (отсутствует металлизированное покрытие)	3	70
Окно с тонировкой (металлизированное покрытие)	5–8	50
Деревянная стена	10	30
Межкомнатная стена (15,2 см)	15–20	15
Бетонный пол/потолок	15–25	10–15
Несущая стена (30,5 см)	20–25	10
Монолитное железобетонное перекрытие	20–25	10

Эффективное расстояние означает, насколько уменьшится радиус действия после прохождения соответствующего препятствия по сравнению с открытым пространством.

При измерении значения RSSI до межкомнатной бетонной стены и за ней получены результаты: -34 и -46 dBm соответственно. Пропускная способность так же снизилась – с 34 до 29,5 Мбит/с. Таким образом, необходимо грамотно планировать будущую сеть Wi-Fi, чтобы избежать высоких потерь и снижения скорости передачи.

Бытовые приборы оказывают негативное влияние на работу беспроводной сети. Большинство бытовых СВЧ-печей работают на частоте 2,45 ГГц, они создают широкополосную помеху, которая значительно снижает пропускную способность и уровень сигнала. При работающей печи удалось наблюдать снижение уровня сигнала до -60 dBm, при этом скорость передачи составила 17,2 Мбит/с. Для уменьшения потерь необходимо размещать точки доступа на удалении не менее 2 метров от бытовых приборов, а также устройств с электромоторами [2].

Существует большое количество методов, которые могут предотвратить помеховые воздействия. В первую очередь стоит подумать о переходе на менее загруженный частотный диапазон 5 ГГц, который упоминался ранее. Влияние помех заметно снизится, пропускная способность увеличится, но при этом уменьшится дальность связи. В крайнем случае, в зданиях со сложной планировкой имеет смысл отказаться от Wi-Fi в пользу проводной технологии Ethernet. Нужно избегать экранирующих материалов на пути распространения сигнала.

В результате анализа помеховых воздействий, стоит сказать, что использование диапазона 2,4 ГГц в беспроводных сетях Wi-Fi в современных

реалиях является сомнительным выбором. Существует много нюансов, которые сложно устранить из-за появления новых, разнообразных устройств, занимающих этот нелицензируемый диапазон. С каждым днем помеховая обстановка ухудшается и для сохранения надежности и скорости передачи стоит подумать о более высокочастотной альтернативе.

Список используемых источников

1. Маслов В. А., Финогеев А. Г. Анализ, оценка и учет влияния помех радиопередающих устройств при построении беспроводных сетей с использованием технологии Wi-Fi в образовательных учреждениях // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». 2009. Т. 2. С. 170–171.

2. Кулинченко В. Н., Демиденко О. М. Изучение влияния внешних помех на качество сигнала в сетях WI-FI. 2015.

УДК 681.89
ГРНТИ 47.47.29

ОСОБЕННОСТИ СОГЛАСОВАНИЯ КЛЮЧЕВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ГИДРОАКУСТИЧЕСКИМ ИЗЛУЧАТЕЛЕМ

О. В. Воробьев¹, Ю. В. Казаков², Л. В. Маркова^{1,2}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Акционерное общество «Концерн «Океанприбор»

Рассмотрены особенности согласования широкополосных ключевых усилителей мощности с гидроакустическим излучателем с учетом значительного изменения импеданса и коэффициента активной мощности нагрузки. Определены условия передачи энергии высоковольтного сигнала возбуждения при ограничении максимального напряжения коммутатором направлений фазированных антенных решеток. Показана целесообразность использования согласующего автотрансформатора в составе блока излучения с возможностью компенсации реактивной составляющей импеданса нагрузки на основе сопоставления передаточных характеристик последовательного и параллельного варианта компенсации. Разработана математическая модель канала излучающего тракта, проведен расчет выходного напряжения и энергетических характеристик, представлены результаты экспериментальных исследований.

широко-импульсная модуляция, усилитель мощности, гидроакустический передающий тракт, компенсация, согласование.

Особенностью современных гидроакустических излучателей (ГИ) низкочастотных систем гидролокации (ГЛ) и гидроакустической связи (ГС), изготавливаемых из пьезоактивных материалов [1, 2], является существенная емкостная составляющая проводимости и значительное изменение импеданса в рабочем диапазоне частот. Даже у однорезонансных гидроакустических преобразователей режима ГЛ с эффективной полосой частот 0,5–1 октава коэффициент активной мощности $\cos \varphi$ в большинстве случаев находится в интервале от 0,2 до 0,7, а импеданс изменяется более чем в 2 раза. Последние разработки низкочастотных излучающих антенн, основанные на внедрении многорезонансных преобразователей и позволяющие перейти к излучению сложных сигналов в полосе частот 2–3 октавы, увеличивают диапазон изменения нагрузочных характеристик. Как следствие, необходимым условием эффективного согласования усилителя мощности с гидроакустическим излучателем является анализ параметров нагрузки и оценка возможности применения устройства компенсации.

Кроме того, следует отметить, что количество каналов генераторного устройства (ГУ), как правило, меньше числа каналов излучающей антенны. Так, например, излучающими могут являться носовая и две бортовые антенны, из которых активируется только одна. В связи с этим появляется необходимость использования устройства коммутации: задачу по переключению обеспечивает коммутатор, устанавливающий направление, в зависимости от используемой антенны.

Коммутатор имеет ограничение по максимальному напряжению высоковольтного сигнала, необходимого для возбуждения антенны, ввиду лимитированного функционала (допустимое напряжение до 500 В) используемых в устройстве коммутационных элементов. Таким образом, в условиях напряжения возбуждения свыше 1000–1500 В возникает необходимость в увеличении амплитуды сигнала уже после устройства коммутации – непосредственно на антенне. Для решения этой задачи целесообразно использование автотрансформатора, который имеет два назначения: кратное (с коэффициентом трансформации K_T) увеличение выходного напряжения усилителя и компенсация реактивной составляющей проводимости нагрузки (индуктивностью холостого хода подключенной обмотки).

В настоящее время в гидроакустических передающих трактах (ГАПТ) широко используются ГУ, включающие в свой состав ключевые усилители мощности (КУМ) – усилители класса D [3], основанные на методе ключевого усиления с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Повышение энергетической эффективности КУМ имеет принципиальное значение как для понижения результирующей мощности потребления, так и, прежде всего, для уменьшения тепловыделения в энергонапряженных узлах передающей аппаратуры. Существенно уменьшить мощность потерь в КУМ позволяет снижение требований к максимальному выходному току

за счет использования индуктивной компенсации реактивной составляющей проводимости нагрузки.

Проведем сопоставительную оценку вариантов последовательной и параллельной компенсации. Обобщенные функциональные схемы трактов усиления сигналов возбуждения ГИ двух вариантов компенсации представлены на рис. 1 (а, б).

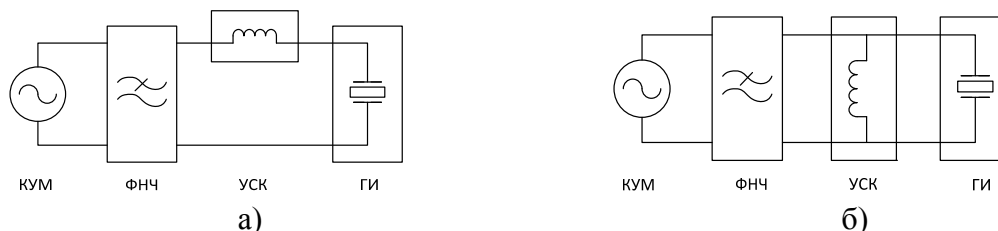


Рис. 1. Функциональные схемы трактов усиления с последовательной (а) и параллельной (б) компенсацией реактивной составляющей нагрузки

Функциональные схемы содержат ключевой усилитель мощности (КУМ), фильтр нижних частот (ФНЧ), индуктивность устройства согласования и компенсации (УСК) и гидроакустический излучатель (ГИ). Следует отметить, что параметры ФНЧ, как правило, выбираются из условия обеспечения частоты среза Ω_c значительно выше верхней частоты рабочего диапазона $\Omega_B < \Omega_c$ при достаточно эффективном подавлении частоты ω_k импульсного преобразования с комбинационными составляющими ($\omega_k > 10\Omega_B$).

При использовании последовательной компенсации значительно искажается равномерность изменения амплитуды и фазы сигнала возбуждения ГИ, имеющая принципиальное значение при излучении сложных широкополосных сигналов. В случае параллельной компенсации в полосе рабочих частот достигается практически постоянство нагрузочных характеристик при требуемой стабильности амплитуды и фазы напряжения возбуждения ГИ, что соответствует наиболее полной корреляции излучаемого сигнала с сигналом, поступающим на вход усилителя.

Зависимости АЧХ и ФЧХ выходного напряжения ГУ для относительной частоты f/fo при параллельной и последовательной компенсации выбранного ГИ, рассматриваемого далее, приведены на рис. 2. Из графиков видно, что явным недостатком последовательной компенсации является изменение амплитуды более чем на 9 дБ и фазы на 150° в диапазоне частот 1 октава (1,5–3,0) f/fo , что недопустимо для сигналов ГС и ГЛ, требования к неравномерности АЧХ и ФЧХ которых составляют не более 3 дБ и 15° соответственно. Приведенная оценка подтверждает целесообразность использования параллельной компенсации для ГАПТ с диапазоном частот более 0,5 октавы.

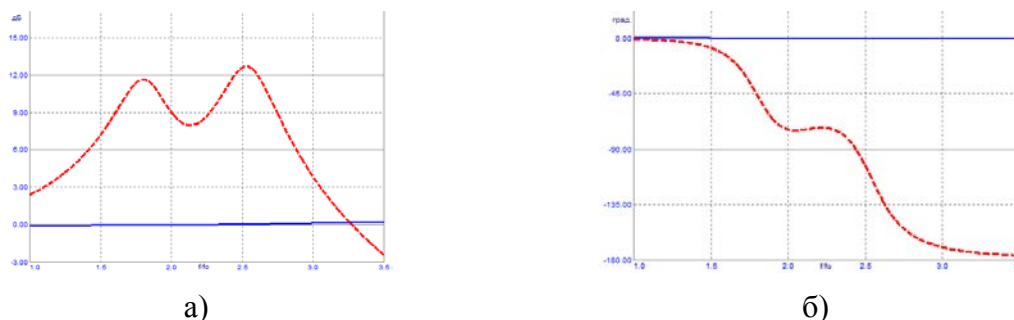


Рис. 2. АЧХ (а) и ФЧХ (б) выходного напряжения с параллельной (сплошная линия) и последовательной (пунктирная) компенсацией

Рассмотрим пример расчета нагрузочных характеристик, выбранного ГИ с учетом устройства согласования и компенсации. Для численных расчетов характеристик ГИ в заданной полосе частот в программной среде Micro-Cap, целесообразно перейти к эквивалентной электрической схеме замещения на элементах с постоянными параметрами [4]. Методика синтеза эквивалентных схем одно- и многорезонансных колебательных систем на основе заданных значений позволяет предложить схему замещения, показанную на рис. 3а. Расчетные частотные зависимости полного импеданса нагрузки $Z(f/f_0)$ и коэффициент активной мощности $\cos \varphi$ иллюстрируются графиками, представленными на рис. 3б,в.

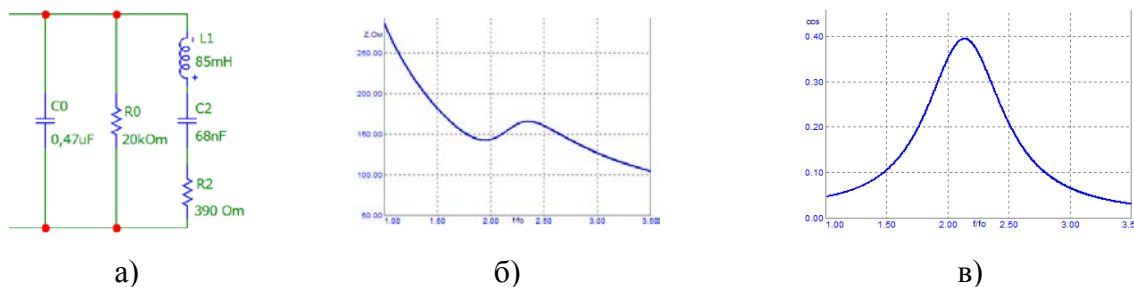


Рис. 3. Эквивалентная схема ГИ (а), частотные зависимости модуля импеданса нагрузки $Z(f/f_0)$ (б) и коэффициента активной мощности $\cos \varphi$ (в)

Анализ приведенных зависимостей в диапазоне частот 1,5–3,0 f/f_0 показывает изменение импеданса нагрузки от 182 до 126 Ом при коэффициенте активной мощности в интервале от 0,07 до 0,39. Габаритная мощность УМ, определяемая как произведение максимального выходного тока и напряжения (1) в рабочем диапазоне частот, для напряжения 1200 В составляет 11,4 кВА (1):

$$P_{z \Gamma} = \frac{U_{\max}^2}{Z_{\min}}, \quad (1)$$

где U_{\max} – максимальное выходное напряжение ГУ, Z_{\min} – минимальный импеданс излучателя.

По результатам расчетов и математического моделирования определена необходимая индуктивность дросселя компенсации для заданных условий $L_k = 12$ мГн. Зависимости импеданса Z_k и коэффициента активной мощности $\cos \varphi_k$ в сравнении с исходными зависимостями Z и $\cos \varphi$ представлены на рис. 4. Сопоставление зависимостей показывает, что минимальные значения импеданса и $\cos \varphi$ в полосе частот $1,5-3,0 f/f_0$ с учетом компенсации увеличиваются до 285 Ом и 0,15 соответственно, что позволяет более чем в два раза уменьшить габаритную выходную мощность УМ.

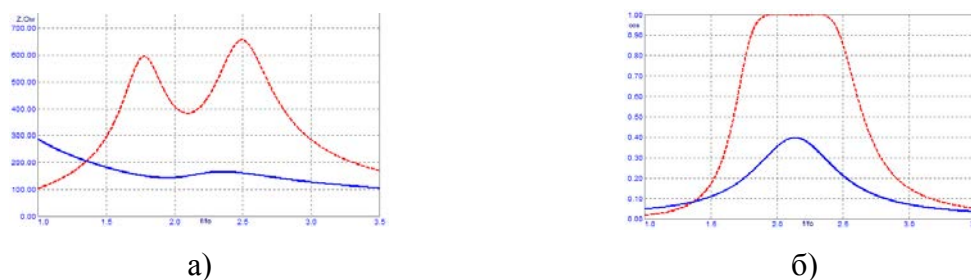


Рис. 4. Импеданс Z_k (а) и коэффициент активной мощности $\cos \varphi_k$ (б) (пунктирные линии) при параллельной компенсации в диапазоне частот

С учетом ограничения по максимально допустимому значению напряжения коммутатора (в данном случае 500 В) для компенсации было предложено использование индуктивности холостого хода вторичной обмотки автотрансформатора с коэффициентом трансформации 3,5. На основе результатов численных расчетов для проведения экспериментальной отработки был создан макет канала передающего тракта с автотрансформатором, являющимся элементом параллельной компенсации. Схема испытаний приведена на рис. 5.

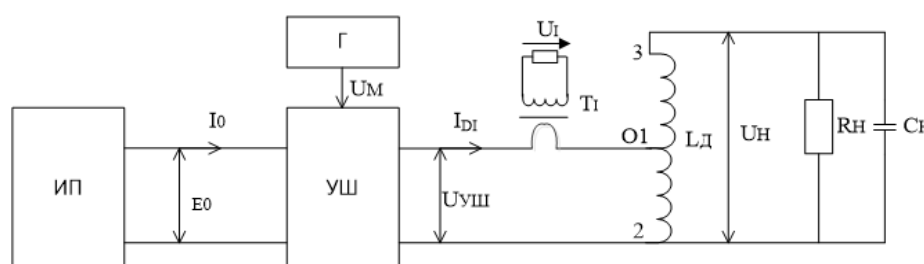


Рис. 5. Схема испытаний модуля УШ с макетом излучателя и устройством компенсации. ИП – источник силового электропитания (I_0 – выходной ток, $E_0 = 520$ В); Г – генератор гармонических сигналов (U_M – выходное напряжение); УШ – усилитель мощности широкополосный (КУМ); R_n, C_n – условное обозначение блока гидроакустического излучателя; T_1 – трансформатор тока, U_1 – напряжение датчика тока; $U_{уш}, I_{D1}$ – выходное напряжение и ток модуля УШ; U_n – напряжение нагрузки; L_d – индуктивность (12 мГн) холостого хода вторичной обмотки автотрансформатора (коэффициент трансформации $K_T = 3,5$).

По полученным результатам измерений произведен расчет выходных характеристик КУМ. Результаты расчета значений полной выходной мощности усилителя без компенсации реактивной составляющей нагрузки и с учетом компенсации представлены на рис. 6.

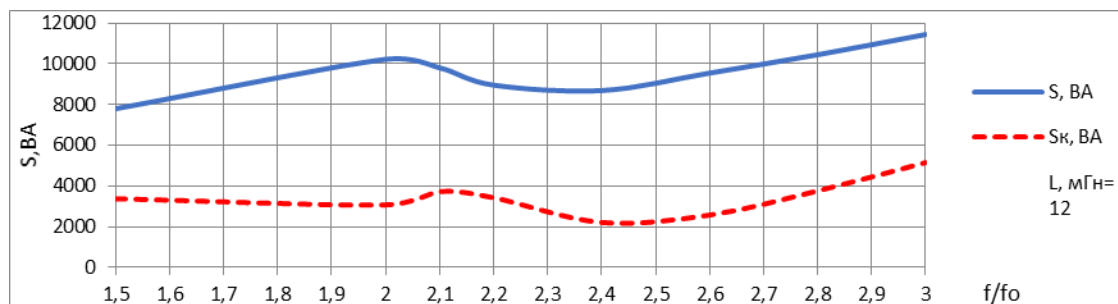


Рис. 6. Расчет значений полной выходной мощности S без компенсации реактивной составляющей нагрузки и с учетом компенсации (S_k)

Анализ экспериментальных данных подтверждает обоснованность выбора индуктивности параллельной компенсации, при которой полная выходная мощность КУМ в диапазоне частот снизилась более чем в 2 раза, а максимальное значение уменьшилось с 11,4 до 5,1 кВА.

Из результатов проведенной расчетной и экспериментальной оценки следует сделать вывод, что применение предложенной схемы компенсации реактивной составляющей импеданса нагрузки индуктивностью холостого хода вторичной обмотки автотрансформатора позволяет существенно снизить выходную мощность КУМ, уменьшить потери в энергонапряженных узлах ГУ, обеспечив требуемый уровень сигнала возбуждения излучателя. Представленная методика может быть предложена для расчета устройств согласования и компенсации мощных широкополосных ГАПТ.

Список использованных источников

1. Корякин Ю. А., Смирнов С. А., Яковлев Г. В. Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы. СПб. : Наука, 2004. 410 с.
2. Мощные гидроакустические излучатели. URL: <https://www.ipfran.ru/science/low-frequency-acoustics-of-the-ocean/powerful-hydroacoustic-emitters> (дата обращения 10.02.2023).
3. Артым А. Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М. : Связь, 1980, 209 с.
4. Певчев В. П. Составление электрических схем замещения электротехнических систем на основе метода аналогий: учеб. пособие. Тольятти : ТГУ, 2010. 87 с.

УДК 621.371
ГРНТИ 49.33.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУНАПРАВЛЕННОЙ СТРУКТУРЫ АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА КАЛМАНА

О. В. Воробьев, Р. Е. Кротов, А. И. Рыбаков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Целью исследовательской работы является рассмотрение методов повышения помехоустойчивости в коротковолновых каналах радиосвязи. Ионосферная радиосвязь в диапазоне коротких волн (от 3 до 30 МГц) сопряжена с множеством трудностей и проблем из-за сильных замираний в канале, особенно в высоких широтах, что затрудняет процесс восстановления исходной формы радиосигнала (основная функция эквалайзера). Условия работы эквалайзера усложняются в таких случаях, как при повышении скорости передачи данных (высокие порядки созвездия). Различные типы калмановских фильтров в ионосферном радиоканале для средней скорости передачи данных предлагались многими исследователями.

двунаправленная структура, адаптивный эквалайзер, модель радиоканала, алгоритм Калмана.

Передатчик начинает работу с разделения входных необработанных битов на блоки, размер которых зависит от скорости и длины перемежителя. Каждый кодовый блок кодируется сверточным кодером со скоростью $1/2$ получения скорости $3/4$ блочного кода, который имеет ту же длину, что и перемежитель. Выходной сигнал с перемежителя скремблируется и вводится в блок модуляции. Используемая модуляция (QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM и 64QAM) зависит от скорости передачи данных (3200, 4800, 6400, 8000 и 9600 бит/с). Обучающие символы 8PSK (исходная преамбула, мини-зонды и повторно вставленная преамбула) затем вставляются в кадры данных (256 символов на кадр) в процессе кадрирования. Выходные кадры фильтруются с использованием фильтра приподнятого косинуса (крутизна 0,25, длина фильтра 12 отсчетов), чтобы получить количество переданных выборок данных $x[n]$ [1–5].

В ионосферной системе КВ связи передатчик и приемник не движутся (или движутся медленно относительно длины волны), а радиоволны отражаются от неоднородностей, образованных большим количеством беспорядочно движущихся ионов. Это говорит о том, что доплеровский сдвиг имеет гауссово распределение, что было экспериментально проверено Ваттерсоном в [6].

Гауссовский доплеровский спектр можно записать как:

$$Sh(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(v-\bar{v})^2}{2\sigma_v^2}}.$$

где \bar{v} – среднее значение, а σ_v^2 – дисперсия доплеровского сдвига. Для гауссовского спектра доплеровский разброс v_d по определяется как удвоенное стандартное отклонение доплеровского сдвига ($v_d = 2\sigma_v$).

Приёмная сторона начинается с фильтра приподнятого косинуса, согласованного с ФПК на передающей стороне, за которым следует процесс выравнивания эквалайзером, а затем обратные операции для блоков передатчика. Декодер представляет собой декодер Витерби. Приемник предполагает идеальную синхронизацию времени и частоты.

Прямой фильтр Калмана, на рис. 1 показана структура эквалайзера Калмана в случае прямой адаптации, где $r[n]$ – вход эквалайзера (принимаемые данные), $a_1[n]$ $b_1[n]$ – коэффициенты фильтра эквалайзера с длинами N_a в прямой связи и N_b обратной связи, \hat{x} – выход мягких значений эквалайзера, \tilde{x} – выход жестких значений, $e[n]$ – соответствующий сигнал ошибки.

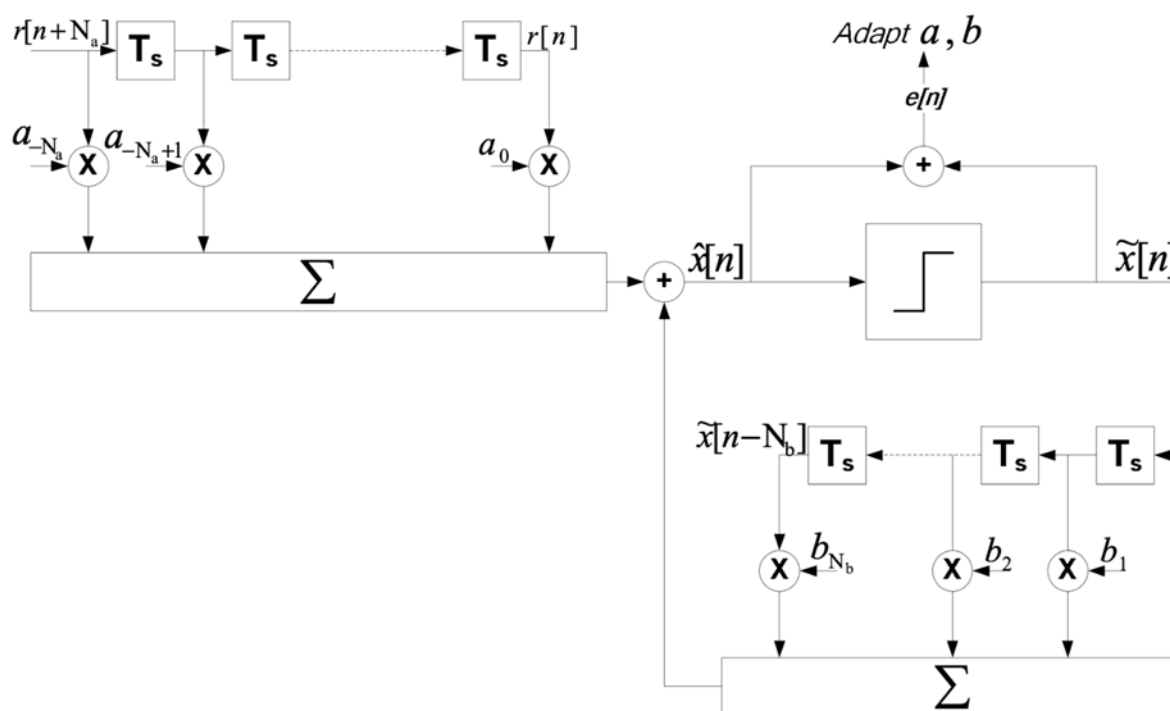


Рис. 1. Структура эквалайзера Калмана в случае прямой адаптации

Следующие уравнения описывают алгоритм Калмана, полученный в [7].

Вектор ρ определяется общей длиной N , $N = N_a + N_b + 1$, содержащий данные, полученные после текущего символа, и прошлые решения с длинами N_a и N_b соответственно:

$$\rho[n] = [r[n + N_a] \dots r[n + 1]r[n]\tilde{x}[n - 1] \dots \tilde{x}[N - N_b]].$$

Также задаются векторы эквалайзера прямых и обратных коэффициентов фильтра:

$$\xi[n] = [a_{-N_a} \dots a_0 b_1 \dots b_{N_b}].$$

Выход «мягких» данных эквалайзера:

$$\hat{x}[n] = \rho[n] \cdot \xi^t[n - 1].$$

Таким образом, передаточная характеристика фильтра Калмана выглядит:

$$K_N[n] = \frac{P_N[n - 1] \cdot \rho[n]}{w + \rho[n] \cdot P_N[n - 1] \cdot \rho^*[n]},$$

где w представляет собой весовой коэффициент $0 < w < 1$, а $P_N[n]$ является обратной корреляционной матрицей $D_N[n]$ принятого сигнала $RN[n]$,

$$D_N = \sum_{k=0}^n w^{n-k} R_N^*[k] R_N^t[k]$$

В адаптивных эквалайзерах конечной длины определение количества отводов фильтра также является важной задачей, особенно для фильтров короткой длины [8...11], и чтобы получить оптимальное число отводов, необходимо исследовать его вместе с длинами фильтров [8, 9, 11]. Но это выходит за рамки данной статьи, в данном случае будет использован фиксированный субоптимальный метод для определения задержки принятия решения. Это значит, что количество отводов будет равно длине фильтра.

Периодический сброс настроек коэффициентов фильтра – периодически будет производиться сброс коэффициентов фильтра и все связанные переменные для каждой обучающей последовательности. Моделирование показывает небольшое изменение производительности (ухудшение BER), если работа эквалайзера длительное время продолжается без сброса коэффициентов.

Скорость адаптации зависит, в основном, от скорости изменений характеристик ионосферного канала связи (длительности замираний) и скорости передачи данных. Скорость адаптации должна увеличиваться (уменьшаться шаг изменения коэффициента w) с увеличением скорости замираний в канале связи.

На рис. 2 показан результат моделирования, в условиях ионосферного радиоканала, алгоритма Калмана с обратной связью и выводом жестких решений.

По графику видно, что модуляции QPSK и 8PSK обеспечивают наилучшие результаты. Параметры: перемежитель 72 символа, $N_a = 11$, $N_b = 5$, Доплер = 1 Гц, замириания 2 мс.

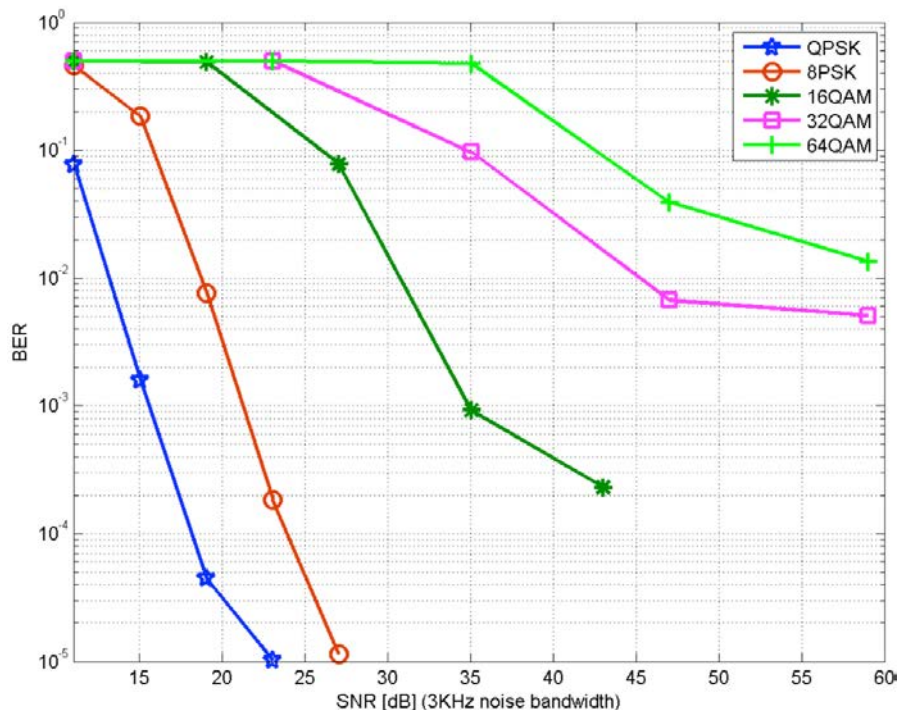


Рис. 2. Результат моделирования в условиях ионосферного радиоканала, алгоритма Калмана с обратной связью и выводом жестких решений

В результате проведенного моделирования адаптивного эквалайзера на основе алгоритма Калмана в прямом и обратном направлении мы исследовали самую возможность использования обратного направления, так и независимость результатов работы эквалайзеров. Техническая и логическая идентичность обоих направлений работы эквалайзера, в основе которых лежит один и тот же алгоритм Калмана, в перспективе позволит реализовать двунаправленную структуру. Это даст возможность использовать два независимых потока данных на выходах эквалайзера, тем самым, повысив общую производительность системы.

Список используемых источников

1. Элефтери Е. and Фэлконер Д. Д. Adaptive Equalization Techniques for HF Channels // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1987. 5. PP. 238–247.
2. Фэлконер Д. Д., Шейх А., Элефтери Е., Тобис М. Comparison of DFE and MLSE Receiver Performance on HF Channels // IEEE Transactions on Communications, 1985. 33. PP. 484–486.
3. Воробьев О. В., Рыбаков А. И. Разработка мобильной системы информационного обеспечения с использованием каналов метеорной связи // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании. VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2016. С. 173–177.

4. Хсу Ф. М. Square root Kalman filtering for high-speed data received over fading dispersive HF channels // IEEE Transactions on Information Theory, сентябрь 1982. 28. PP. 753–763.
5. Отнэс Р. Improved receivers for digital High Frequency communications: Iterative channel estimation, equalization, and decoding // Тезисы к диссертационной работе, департамент телекоммуникаций, Норвежский университет наук и технологий, Трондейм (Норвегия). 2002. С.483–507.
6. Ваттерсон К., Юрошек Дж. Р., Бенсема В. Д. Experimental Confirmation of an HF Channel Model // IEEE Transactions on Communication Technology, 1970. 18. PP. 792–803.
7. Прокис Дж., Салехи М., Digital communications. 5 изд. Boston : McGraw-Hill, 2008. PP. 518–530.
8. Аль Дхарир Н., Фрагули Ц. How to Choose the Number of Taps in a DFE? // Конференция по информационным наукам и системам, 2002. С. 230–241.
9. Кореша С. Adaptive Equalization // IEEE Communication Magazine, 1985. 73. PP. 1349–1387.
10. Вуйс П. А., Ли И., Циоффи Дж. М. The Effect of Decision Delay in Finite-Length Decision Feedback Equalization // Журнал IEEE Transactions on Information Theory, 1996. 42. PP. 618–621.

УДК 621.396.2
ГРНТИ 49.03.05

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В СЕЯТХ 5G

О. В. Воробьев, Д. С. Рябиков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Ожидается, что дроны или беспилотные летательные аппараты станут важным компонентом архитектуры сетей нового поколения, который потенциально может способствовать беспроводной широкополосной передаче или передаче «точка-многоточка». Отличительные особенности различных дронов, такие как максимальная рабочая высота, связь, покрытие, вычисления и выносливость, заставляют использовать многоуровневую архитектуру для будущих сетей дронов. В статье проведено исследование целесообразности многоуровневой архитектуры сети дронов по сравнению с традиционными одноуровневыми сетями дронов, определены сценарии, в которых сети дронов могут потенциально дополнить традиционные наземные сети.

5G, дроны, беспилотные летательные аппараты, двухточечная/широкополосная связь, спектральная эффективность.

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) с функциями беспроводной связи (также называемые дронами или воздушными базовыми станциями [БС]) играют важную роль в удовлетворении требований сотовых сетей 5G/B5G к ширококвещательной связи, связи «точка-точка» и «точка-многоточка». Например, типичные приложения беспроводного вещания включают сбор новостей со спутника, прямые спортивные трансляции и потоковое видео. В отрасли уже начато несколько проектов, например, проект Aquila компании Facebook, проекты «соты на колесах и крыльях» (COW-W), проекты Google, такие как SKYBENDER, которые предназначены для предоставления интернет-услуг на основе беспилотников (рис. 1).

Основными преимуществами беспилотных технологий являются:

- 1) беспилотники могут работать в опасных/катастрофических условиях;
- 2) беспилотники могут быть легко и быстро перемещены в зависимости от спроса;
- 3) беспилотники могут улучшить покрытие благодаря более высокому качеству связи с наземными пользователями;
- 4) беспилотники имеют регулируемую высоту для удовлетворения требований качества обслуживания (QoS), основанных на интенсивности пользователей, желаемой скорости передачи данных, эффектах помех/блокирования и т. д.

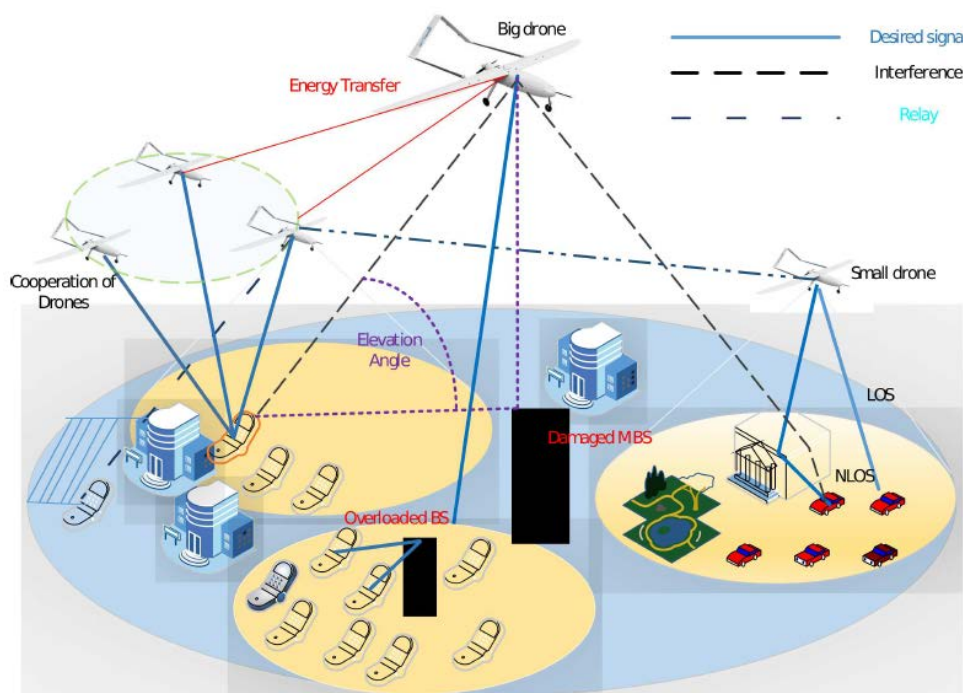


Рис. 1. Сотовая сеть с поддержкой дронов, в которой существует несколько уровней дронов, а пользователи распределены равномерно. Беспилотники подключены к наземным сетям через спутник или беспроводную связь «воздух-земля» (AtG)

Потенциальные проблемы, связанные с многоуровневой архитектурой

Развертывание многоуровневой архитектуры беспилотников может потенциально взять на себя передачу сотовой связи в катастрофических ситуациях. Более того, интеграция беспилотников в перегруженные наземные сети может также дать преимущества за счет разгрузки трафика, сокращения переключений для высокомобильных пользователей и т. д.

Тем не менее, существует, ряд проблем, которые необходимо решить до использования преимуществ беспилотных сетей:

1. Развертывание сотовой сети с поддержкой дронов и систем управления воздушным движением для беспилотников.
2. Планирование траектории и управление подвижностью беспилотников.
3. Эксплуатационная высота беспилотников.
4. Помехи между наземными дронами.
5. Энергопотребление беспилотников.
6. Ограниченное время эксплуатации.
7. Стоимость, безопасность и отсутствие нормативных актов.
8. Транзитная сотовая связь.

Оптимизация высоты для беспилотников

В работе [1] авторы определяют оптимальную высоту полета БПЛА для того, чтобы максимизировать покрытие для пользователей. Показано, что оптимальная высота БПЛА сильно зависит от статистических параметров окружающей среды и потерь пути. Затенение и рассеяние, вызванные искусственными сооружениями, рассматриваются в дополнение к потерям пути в свободном пространстве (FSPL). Дополнительные потери пути имеют гауссовское распределение, которое аппроксимируется средним значением распределения [1]. Получено выражение в закрытой форме для оценки вероятности LoS между БПЛА и наземным приемником, которая зависит от угла возвышения и переменных окружающей среды. [2] исследуется влияние высоты на покрытие нисходящей линии связи статического БПЛА. Оптимальная высота БПЛА определяется таким образом, что мощность БПЛА может быть минимизирована. Кроме того, определяется оптимальное размещение (высота и расстояние между БПЛА) двух БПЛА определяется с учетом как помех, так и ситуации без помех, чтобы максимизировать покрытие.

Оптимизация интенсивности беспилотников

В работе [3] авторы исследуют влияние разделения спектра в малой соте для беспилотников. совместного использования спектра в сети беспилотных малых сот (DSC), сосуществующей с традиционными сотовыми БС,

где DSC размещены на ограниченной высоте. Авторы рассчитывают оптимальную плотность DSC для достижения максимальной пропускной способности DSC. Еще одно интересное исследование – [4], где авторы рассматривают сеть множества БПЛА с направленными антеннами. Для заданной цели области, они максимизируют эффективность покрытия, обеспечивая минимально необходимой мощности передачи БПЛА. Они исследуют плотность БПЛА, необходимую для определенной высоты полета БПЛА. С увеличением высоты БПЛА, количество беспилотников для покрытия определенной целевой области уменьшается. Еще одно интересное исследование [5], в котором сформулирована задача трехмерного размещения беспилотников для беспилотников, чтобы обслужить набор пользователей в нисходящем канале связи, не охваченных не охваченных макросотами. В связи со сложностью оптимальной политики размещения, используется оптимизация роя частиц (PSO).

Разгрузка трафика/ассоциация пользователей

Авторы в [6] изучают проблему развертывания БПЛА фокусируясь на разгрузке трафика в гетерогенной сети, состоящей из малых и макросот. Путем разработки нейронной модели затрат, они определяют места, где необходимо разместить БПЛА в зависимости от спроса пользователей. в зависимости от спроса пользователей. Они моделируют стоимость как функцию покрытия, емкости, задержки и достижимой LOS. В [7] авторы также исследуют проблему разгрузки трафика в сети, где местоположение БПЛА заранее определено. Используя теорию оптимальной транспортировки (ОТТ), чтобы минимизировать общую мощность передатчика БПЛА. Показано, что соответствующий метод объединения пользователей может привести к созданию энергоэффективной сети БПЛА.

Минимизация мощности беспилотников

Авторы в [7] исследуют проблему минимизации мощности в сети БПЛА. Учитывая определенную границу соты, местоположение БПЛА определяется с помощью системы определения местоположения объекта, чтобы обеспечить минимальную мощность передачи. В этой системе определения местоположения объекта, учитывая набор клиентов и объектов, определяются оптимальные места расположения объектов для достижения минимальной стоимости транспортировки. Показано, что путем корректировки высоты и местоположения БПЛА, можно достичь минимального энергопотребления. Используя инструменты из стохастической геометрии, в [8] авторы обсуждают энергоэффективный метод развертывания БПЛА для сбора информации. метод развертывания для сбора информации с устройств IoT в восходящей линии связи. Используя подход кластеризации по методу K-means, наземные устройства сначала объединяются в кластеры,

и один БПЛА назначается для обслуживания каждой соты. Показано, что предложенная стратегия развертывания снижает мощность IoT-устройств на 56 % по сравнению с классической стохастической геометрией на основе развертывания Вороного.

Заключение

Большинство существующих исследований посвящено изучению вопросов развертывания, таких как оптимизация интенсивности/высоты беспилотников в одноуровневой сети. При этом мало внимания уделяется вопросам производительности беспилотников в присутствии обычных сотовых сетей и анализу осуществимости многоуровневой сети, где различные уровни беспилотников могут помогать пользователям, обеспечивая компромисс между связностью LoS и потерей пути. LoS связь увеличивается с увеличением высоты и/или плотности дронов, поскольку компоненты потерь пути из-за отражения и затенения уменьшаются. С другой стороны, увеличение высоты приводит к увеличению расстояния до пользователя и, следовательно, снижается уровень принимаемого сигнала. Таким образом, многоуровневая архитектура может обеспечить правдоподобное преимущество над одноуровневыми благодаря гибкости выбора различных высот для дронов.

Список используемых источников

1. Al-Hourani A., Kandeepan S., and Lardner S. “Optimal LAP altitude for maximum coverage,” // IEEE Wireless Communications Letters, vol. 3, no. 6, pp. 569–572, Dec. 2014.
2. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., and Debbah M. “Drone small cells in the clouds: Design, deployment and performance analysis,” // IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), San Diego, CA.
3. Hourani A., Kandeepan S., and Jamalipour A. “Modeling air-to-ground path loss for low altitude platforms in urban environments,” // IEEE Global Telecommunications Conference, Austin, Tx, USA, Dec. 2014.
4. Mozaffari M., Saad W.; Bennis M.; Debbah M. “Efficient deployment of multiple unmanned aerial vehicles for optimal wireless coverage,” // IEEE Communications Letters, vol. 20, no. 8, pp. 1647–1650, Aug. 2016.
5. Kalantari E., Yanikomeroğlu H., and Yongacoglu A. “On the number and 3d placement of drone base stations in wireless cellular networks,” // IEEE VTC-Fall, 2016.
6. Sharma V., Bennis M., and Kumar R., “UAV-assisted heterogeneous networks for capacity enhancement,” // IEEE Communications Letters, vol. 20, no. 6, pp. 1207–1210, June 2015.
7. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., and Debbah M., “Optimal transport theory for power-efficient deployment of unmanned aerial vehicles,” // IEEE International Conference on Communications (ICC), Kuala Lumpur, pp. 1–6, 2016.
8. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., and Debbah M., “Mobile internet of things: Can UAVs provide an energy-efficient mobile architecture?” // IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pp. 1–6, Dec. 2016.

УДК 621.396.946
ГРНТИ 49.33.29

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ МАЛОГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ

О. В. Воробьев, Н. И. Шайхлеева

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

На сегодняшний день практически важными являются контроль и мониторинг таких параметров как температура и влажность. Данные параметры влияют как на готовую продукцию, так и на технологический процесс в целом. Поэтому для решения данного вопроса проектируются и реализуются полностью автоматические системы мониторинга.

В данной работе приведена имитационная модель системы измерения температуры и влажности в настоящем режиме времени.

Arduino, Wokwi, ESP32.

Описание проекта

Модель представляет собой систему мониторинга воздуха по показателям температуры и влажности. Система основана на IoT. Датчик, который используется, помогает проверить температуру и влажность воздуха. Датчик подключается к контроллеру в соответствии с типом выхода, который является аналоговым или цифровым. Контроллер не только собирает данные с различных датчиков, но и через встроенный модуль Wi-Fi он позволяет отправлять записанные данные на платформу IoT. IoT – платформа хранит данные датчика в реальном режиме времени, фиксирует значения на графике с указанием числовых значений, что в свою очередь дает возможность контролировать качество воздуха в месте, где установлена система.

На рис.1 показана блочная архитектура нашей системы мониторинга.

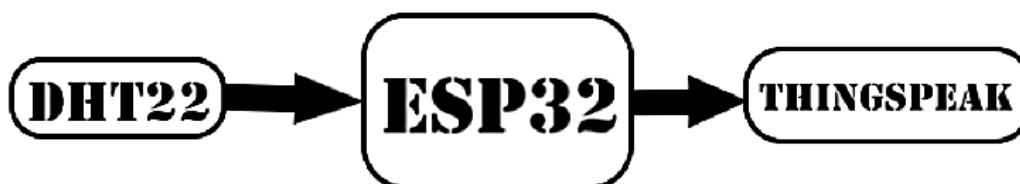


Рис. 1. Архитектура системы

ESP32 является главным управляющим устройством в нашей системе. Датчик температуры и влажности DHT22, подключенный к ESP32, собирает

данные передает контроллеру. ESP32 получает данные от датчика и непрерывно передает их облаку через интернет. В качестве IoT-платформы был использован ThingSpeak.

ThingSpeak – платформа IoT с открытым исходным кодом, где можно объединять, изображать и исследовать живые потоки данных в облаке. На ThingSpeak можно строить графики, диаграммы, числовые значения данных датчиков. Данные датчиков хранятся и обрабатываются по протоколу HTTP, который работает на основе системы запросов и ответов.

На рис. 2 представлена сборка в симуляторе.

Подключение пинов датчика к пинам микроконтроллера указана в таблице 1.

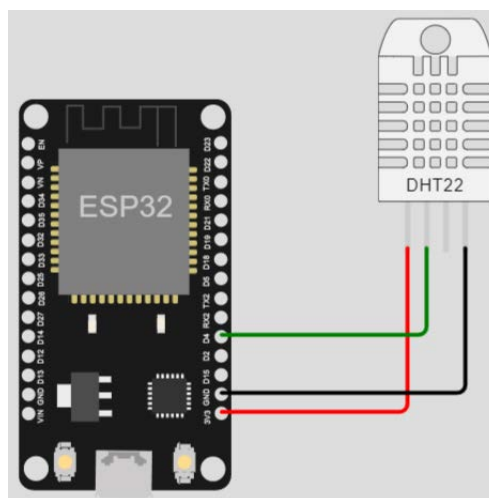


Рис. 2. Схема проекта в симуляторе Wokwi, подключение датчика DHT22

ТАБЛИЦА 1. Подключение датчика к микроконтроллеру

Пины DHT22	Пины ESP32
Pin1 – V_{cc} (3В-5,5В) Шина питания	3V3
Pin2 – Шина с данными	D4
Pin3	Нет подключения
Pin4 – Ground	GND

Имитационная модель была собрана в симуляторе Wokwi – бесплатный онлайн симулятор Arduino, который работает в браузере. Wokwi имитирует работу популярных плат для прототипирования и обучения с микроконтроллерами.

Так как модель имитационная необходимо знать, что Wokwi использует специальный сетевой шлюз для подключения, смоделированного ESP32 к Интернету. Этот шлюз необходим, поскольку веб-браузеры не разрешают прямой доступ в Интернет. Существует два способа использования Wokwi IoT Gateway: общедоступный шлюз и частный шлюз.

ESP32 получает IP-адрес от DHCP-сервера, работающего внутри шлюза Wokwi IoT. IP-адрес зависит от типа используемого вами шлюза:

Общедоступный шлюз: 10.10.0.2.

Частный шлюз: 10.13.37.2.

MAC-адрес смоделированного ESP32 – 24:0a:c4:00:01:10. BSSID виртуальной точки доступа («Wokwi-GUEST») – 42:13:37:55:aa:01, и она прослушивает 6-й канал Wi-Fi.

Описание аппаратной части

Микроконтроллер [1, 2], который используем в этом проекте – ESP32. Он представляет собой мощный чип с двойным вычислительным ядром, с низким энергопотреблением, со встроенным модулем Wi-Fi и Bluetooth Low Energy (BLE). Также этот микроконтроллер относительно недорогой, он поддерживает 18 каналов для 12-битного АЦП и 2 канала для 8-разрядного ЦАП. ESP32 обрабатывает все поступающие данные с подключенных к нему датчиков.

DHT22 – чрезвычайно маломощный, недорогой, ультрамалый цифровой датчик температуры и влажности. Он выдает цифровой выход. Он может измерять температуру от -40 – 80°C и влажность от 0 – 100% с точностью $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ и $\pm 2\%$ соответственно. Есть аналог данному датчику DHT11. Отличается лишь диапазоном измерений. DHT22 точнее, но дороже чем DHT11.

Полученные значения температуры и влажности были измерены виртуально. Как можно увидеть по рис. 3–6, при изменении параметров датчика, данные присылаются в канал, что позволяет дистанционно наблюдать за изменениями температуры и влажности в комнате.

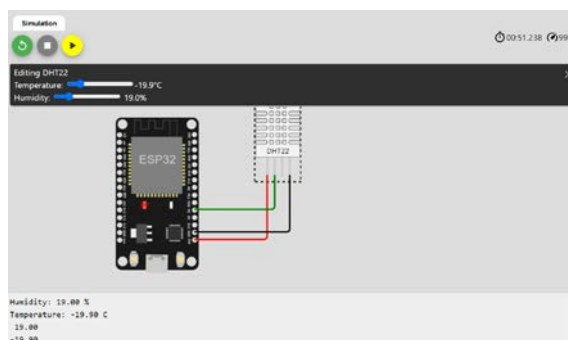


Рис. 3. Показания датчика на симуляторе для эксперимента 1

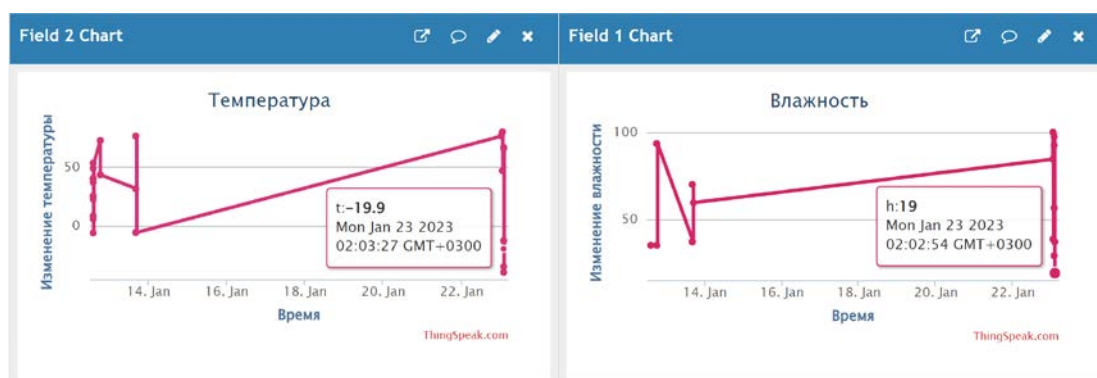


Рис. 4. Изменения показаний в облаке ThingSpeak для эксперимента 1

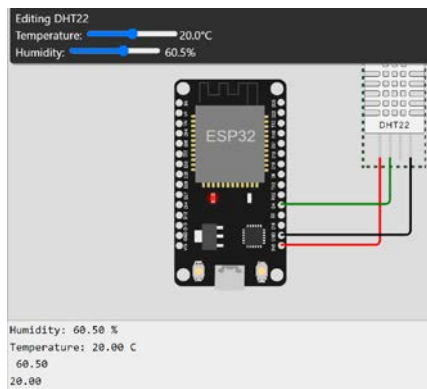


Рис. 5. Показания датчика на симуляторе для эксперимента 2

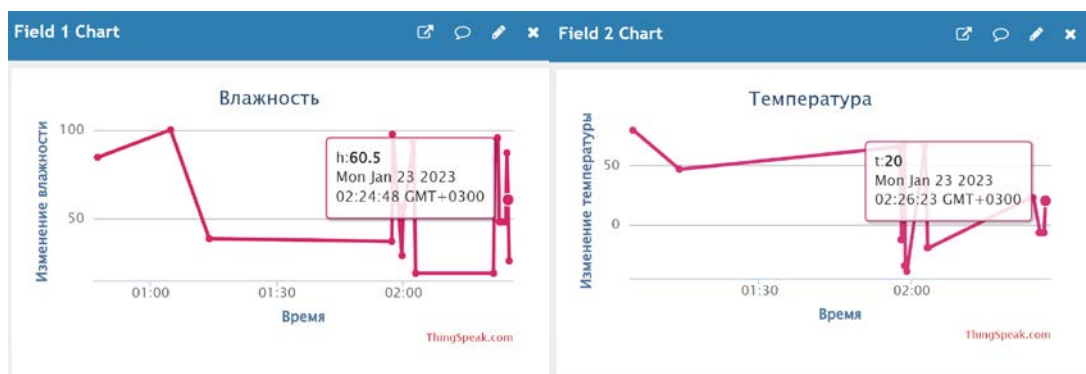


Рис. 6. Изменения показаний в облаке ThingSpeak для эксперимента 2

Выводы

В данном проекте была разработана беспроводная система связи. В ходе работы были подобраны компоненты системы.

Система для удалённого мониторинга [3, 4] и контроля температуры и влажности разработана под управлением микроконтроллера ESP32. Программа для микроконтроллера (скетч) была написана с помощью программной среды Wokwi. Разработанная система является полностью работоспособной и отличается малой стоимостью, гибкостью и небольшими габаритами, что является большим преимуществом в данном направлении разработки микроэлектроники. Аналогичным образом можно сделать любую имитационную модель, используя для этого разные датчики Arduino.

Список используемых источников

1. Петин В. Проекты с использованием контроллера Arduino. 3 изд. СПб. : БХВ-Петербург, 2019. 496с.
2. Белов А. В. Arduino: от азов программирования до создания практических устройств. СПб. : Наука и Техника, 2018. 480с.
3. Rahman M. A. et al. Remote monitoring of heart rate and ECG signal using ESP32 // 2021 4th International Conference on Advanced Electronic Materials, Computers and Software Engineering (AEMCSE). IEEE, 2021. PP. 604–610.

4. Afzal M. et al. IoT Based Smart Environmental Monitoring System Using ESP32/WeMos D1 Mini & ThingSpeak // 2021 International Conference on Innovative Computing (ICIC). IEEE, 2021. PP. 1–6.

УДК 004.946
ГРНТИ 28.17.33

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ РЕАЛЬНОСТИ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Н. С. Воронин, А. С. Горцуева, Д. А. Татаренков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

С ростом востребованности интегрирования иммерсивных технологий в повседневную жизнь, вопрос визуализации реальности становится все более актуальным. Важную роль занимает возможность популяризации данной темы, ее дальнейшее развитие посредством разработки новых проектов в области применения, а также улучшения уже существующих решений. В данной работе рассмотрен вопрос визуализации реальности при помощи программном обеспечении Touchdesigner с использованием карты глубины. Произведен анализ технологий, программного обеспечения и оборудования, необходимых для безотказной работы системы визуализации реальности. Рассмотрен принцип работы визуального сенсора и специфика построения карты глубины посредством данного оборудования. Итогом проделанной работы является интерактивный стенд визуализации реальности в режиме реального времени.

иммерсивные технологии, визуализация реальности, карта глубины, TouchDesigner.

Иммерсивные технологии – совокупность методов, которые обеспечивают пользователю возможность погрузиться в виртуальный мир различными способами, что позволяет приобрести совершенно новый опыт в различных областях знаний. Данное направление тесно связано с такими технологиями как виртуальная реальность (VR), дополненная реальность (AR) и смешанная реальность (MR).

Иммерсивные технологии имеют большую область применения: от искусства и создания развлекательного контента до сферы образования, медицины и вооруженных сил, поэтому на данный момент возникает необходимость поиска новых решений по данному вопросу. Именно поэтому был создан стенд, который предоставляет пользователям возможность взглянуть на себя и окружающий мир с другой стороны, при помощи погружения в виртуальную реальность.

Для создания системы визуализации реальности было использовано программное обеспечение TouchDesigner, которое является платформой визуального программирования [1]. Данное решение обосновано возможностью интегрирования в проект оборудования, необходимого для работы с картой глубины.

Карта глубины – изображение, в котором каждый пиксел хранит информацию о расстоянии от объекта до камеры, вместо информации о цвете рассматриваемого объекта. Данная технология применяется в таких направлениях как: робототехника, VR, AR, MR, построение голограмм и 3D моделей, имитация различных визуальных эффектов.

Получение карты глубины в данном проекте осуществляется за счет использования ТОF-сенсора, который представляет собой систему камер для измерения расстояния до объекта для каждой точки изображения на основе времени пролета, времени прохождения искусственного светового сигнала, подаваемого лазером или светодиодом.

Для создания системы визуализации реальности в рамках данного проекта было подобрано оборудование: персональный компьютер, Microsoft Kinect, проектор или дисплей.

Написание патча

Приложение состоит из нескольких частей, связанных между собой, принцип работы которого представлен на рис. 1.

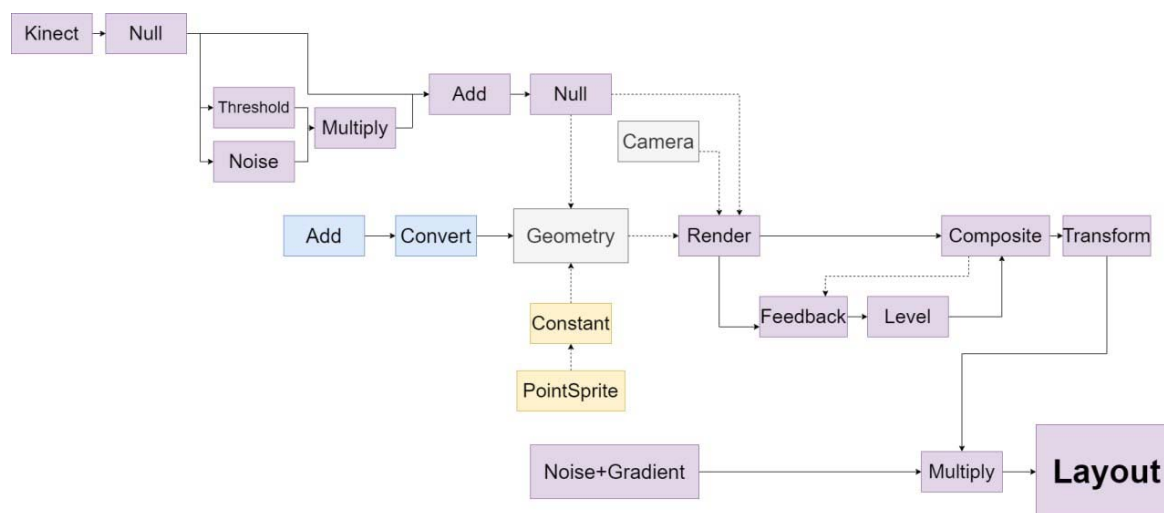


Рис. 1. Схема симуляции в ПО TouchDesigner

В первой части схемы с помощью ноды Kinect выделяется карта глубины с визуального сенсора. Далее при помощи ноды Treshhold задается пороговое значение глубины изображения, при котором картинка в дальнейшем будет рассыпаться на шумовой сигнал, а нода Noise в свою очередь задает характеристики шума, в который будет переходить итоговая кар-

тинка. После этого оператор multiply логически перемножает два предыдущих оператора для их взаимодействия. Далее, при помощи операторов для работы с поверхностями [2], создается геометрическая форма частиц, из которых состоит симуляция. После подготовки основных составляющих добавляются операторы для расстановки камеры (*Camera*) и формирования геометрии (*Geometry*) симуляции, а также рендер готовой симуляции (*Render*). Посредством операторов Feedback и Level создается обратная связь для получившегося сигнала и задается ее величина в зависимости от ее необходимости.

Поскольку на выходе получается белое облако точек в форме человека, необходимо добавить динамики картинке. Данное улучшение было сделано посредством трансформирующихся шумов по градиентной функции дополнительного оператора, который представлен в схеме как «Noise+Gradient», после чего сигналы с данного выхода и выхода блоков, описанных выше логически перемножаются нодой Multiply и подаются на устройство вывода. Также был добавлен эффект «рассыпающейся» картинки при приближении пользователя к сенсору посредством добавления оператора с генерацией шума, а также порогового значения приближения пользователя к датчику и последующее их логическое перемножение, показанных на рис. 2 [3]. Данную функцию можно настраивать в зависимости от желаемого результата.

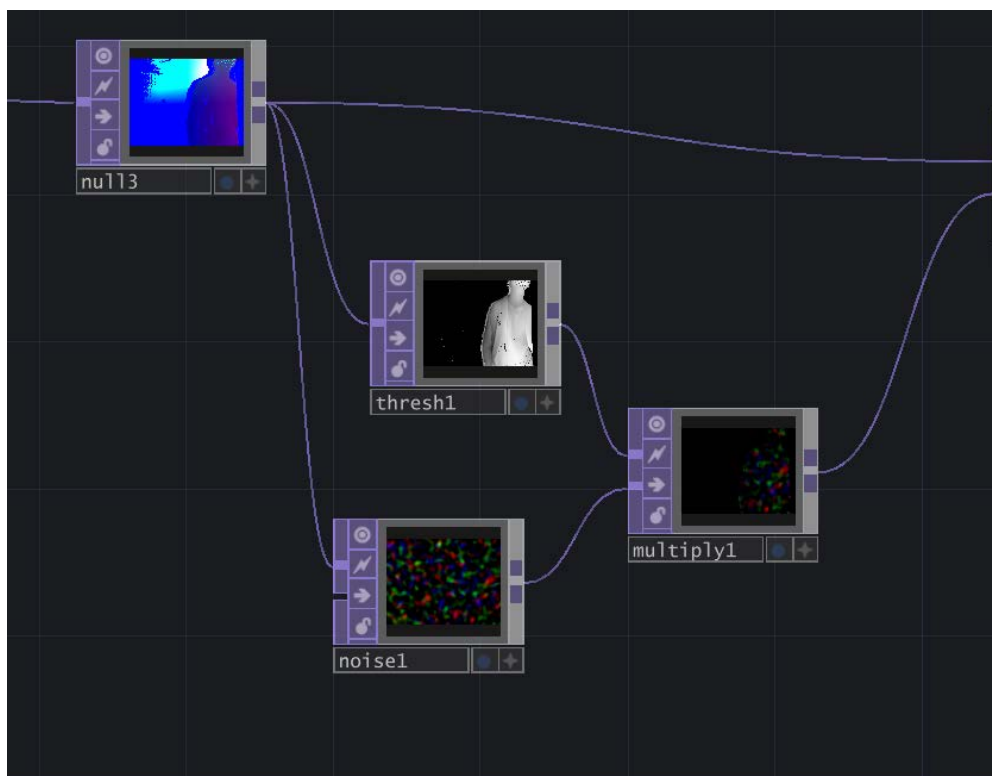


Рис. 2. Эффект «рассыпающейся» картинки в TouchDesigner

Разработанный стенд дает возможность пользователю погрузиться в виртуальную реальность. Данная возможность предоставляется благодаря использованию ИК-проектора Microsoft Kinect, дисплея и написанию патча в ПО TouchDesigner. На данном этапе проект несет развлекательно-познавательный характер.

Последующие улучшения разрабатываемого проекта позволят повысить качество отображения пользователя в виртуальном пространстве, а также дадут возможность взаимодействия с другими объектами и пользователями.

Данный проект может быть интегрирован в сферах развлечения, маркетинга, игровой и киноиндустрии для создания запоминающихся визуальных эффектов с целью заинтересовать зрителя, погрузить его в реальность, которую интерпретирует созданный алгоритм.

Список используемых источников

1. TouchDesigner. URL: TouchDesigner Documentation (derivative.ca) (дата обращения 11.12.2022).
2. Derivative.ca. Touch Designer User Guide. URL: https://docs.derivative.ca/Main_Page, (дата обращения 10.12.2022).
3. Multimedia Programming Using Max/MSP and TouchDesigner 2014 г; Packt Publishing; ISBN: 978-1849699716; 404 с

Статья представлена заведующим кафедрой ТВиМ СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом С. Л. Федоровым.

УДК 654.026
ГРНТИ 47.05

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ РЕСУРСОМ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОЛИНИИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Д. Д. Гайлит, А. Г. Чернышов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной статье представлен алгоритм управления энергетическим ресурсом декаметровой радиолинии специального назначения, учитывающий особенности ее функционирования. Главной особенностью является совместное использование частотной адаптации и частотного разнесения. Рассматривается необходимость управления

энергетическим ресурсом в современных условиях. Также описываются сферы применения адаптивных радиолиний специального назначения и особенности их использования.

энергетический ресурс, связь специального назначения, короткие волны.

На данный момент беспроводная передача данных является одной из самых актуальных и быстроразвивающихся сфер. Специальная связь используется для производственных и специальных потребностей органов государственной власти и крупных государственных предприятий, госкорпораций, армии. Одни из важнейших ее критериев – надёжное шифрование и стабильное соединение.

Энергетический ресурс являются одним из основных наряду с временным и частотным, поэтому появляется необходимость в разработке алгоритмов, позволяющих наиболее рационально его использовать, что повышает эффективность функционирования линий и позволяет снизить энергетические затраты, что обеспечивает более длительный срок службы.

Основные способы разнесения – частотное (каналы разделяются по частоте с использованием защитного интервала), кодовое (каждый канал имеет свой код), пространственное (разнесение передающих или приемных антенн на местности) и временное (у каждого канала свое время передачи). Применявшиеся ранее алгоритмы управления энергетическим ресурсом декаметровых радиолиний специального назначения не учитывают использование частотного разнесения при передаче сигналов. Кроме того, в алгоритме предлагается применение частотной адаптации в ветвях разнесения. Это автоматизированная радиолиния, приспособляющаяся к условиям ведения связи путем изменения своих параметров и структуры с целью достижения наилучшего или требуемого качества связи [1]. Ее отличительная особенность заключается в том, что в них используется аппаратура автоматического управления линией, а также анализаторы спектра и анализатор резервных частот. Поэтому актуальна задача разработки алгоритма управления энергетическим ресурсом при использовании частотного разнесения и частотной адаптации.

Пусть диапазон изменения мощности излучения передатчиков в первой и во второй ветви разнесения имеет x и y градаций соответственно [2]:

$$P_{1\min} = P_{1,1} < P_{1,2} < \dots < P_{1,i} < \dots < P_{1,n} = P_{1\max},$$

$$P_{2\min} = P_{2,1} < P_{2,2} < \dots < P_{2,j} < \dots < P_{2,m} = P_{2\max}.$$

Может быть представлен следующий вариант алгоритма управления мощностью излучения передатчика [2]:

$$P = \begin{cases} P_{1\max}, P_{2\max} & \text{при } \mu_1(t) < \mu_{1,2}, \mu_2(t) < \mu_{2,2}; \\ P_{1\max}, P_{2j} & \text{при } \mu_1(t) < \mu_{1,2}, \mu_{2,2} \leq \mu_2(t) < \mu_{2,j}; \\ P_{1i}, P_{2\max} & \text{при } \mu_{1,2} \leq \mu_1(t) < \mu_{1,i}, \mu_2(t) < \mu_{2,2}; \\ P_{1i}, P_{2j} & \text{при } \mu_{1,2} \leq \mu_1(t) < \mu_{1,i}, \mu_{2,2} \leq \mu_2(t) < \mu_{2,j}; \\ P_{1\max}, P_{2\min} & \text{при } \mu_1(t) < \mu_{1,2}, \mu_2(t) > \mu_{1,j}; \\ P_{1i}, P_{2\min} & \text{при } \mu_{1,2} \leq \mu_1(t) < \mu_{1,i}, \mu_2(t) > \mu_{1,j}; \\ P_{1\min}, P_{2\max} & \text{при } \mu_1(t) > \mu_{1,i}, \mu_2(t) < \mu_{2,2}; \\ P_{1\min}, P_{2j} & \text{при } \mu_1(t) > \mu_{1,i}, \mu_{2,2} \leq \mu_2(t) < \mu_{2,j}. \end{cases}$$

Блок-схема алгоритма управления мощностью передатчика представлена на рис. 1 (см. ниже).

После ввода исходных данных начинается входение в связь и настройка на фиксированные частоты в первой и во второй ветвях разнесения при первом входении в связь или перестройка на пригодные для связи фиксированные частоты при перерывах связи. В блоке 4 происходит вычисление вероятности связи с требуемой достоверностью, а затем вычисляется значение надежности связи с учетом частотного разнесения и частотной адаптации $p_{\text{чр+ча}}$.

В блоке 8 определяется значение коэффициента передачи $\mu_1(t)$, $\mu_2(t)$ для двух ветвей. В блоке 9 происходит сравнение коэффициентов передачи в текущий момент времени $\mu_1(t)$, $\mu_2(t)$ и в момент времени $\mu_1(t - 1)$, $\mu_2(t - 1)$. В блоке 11, исходя из сравнения коэффициентов передачи и текущих значений мощности, выбирается ветвь, в которой будет осуществляться управление.

Ключевой особенностью предложенного алгоритма является снижение энергетических затрат за счет уменьшения средней излучаемой мощности.

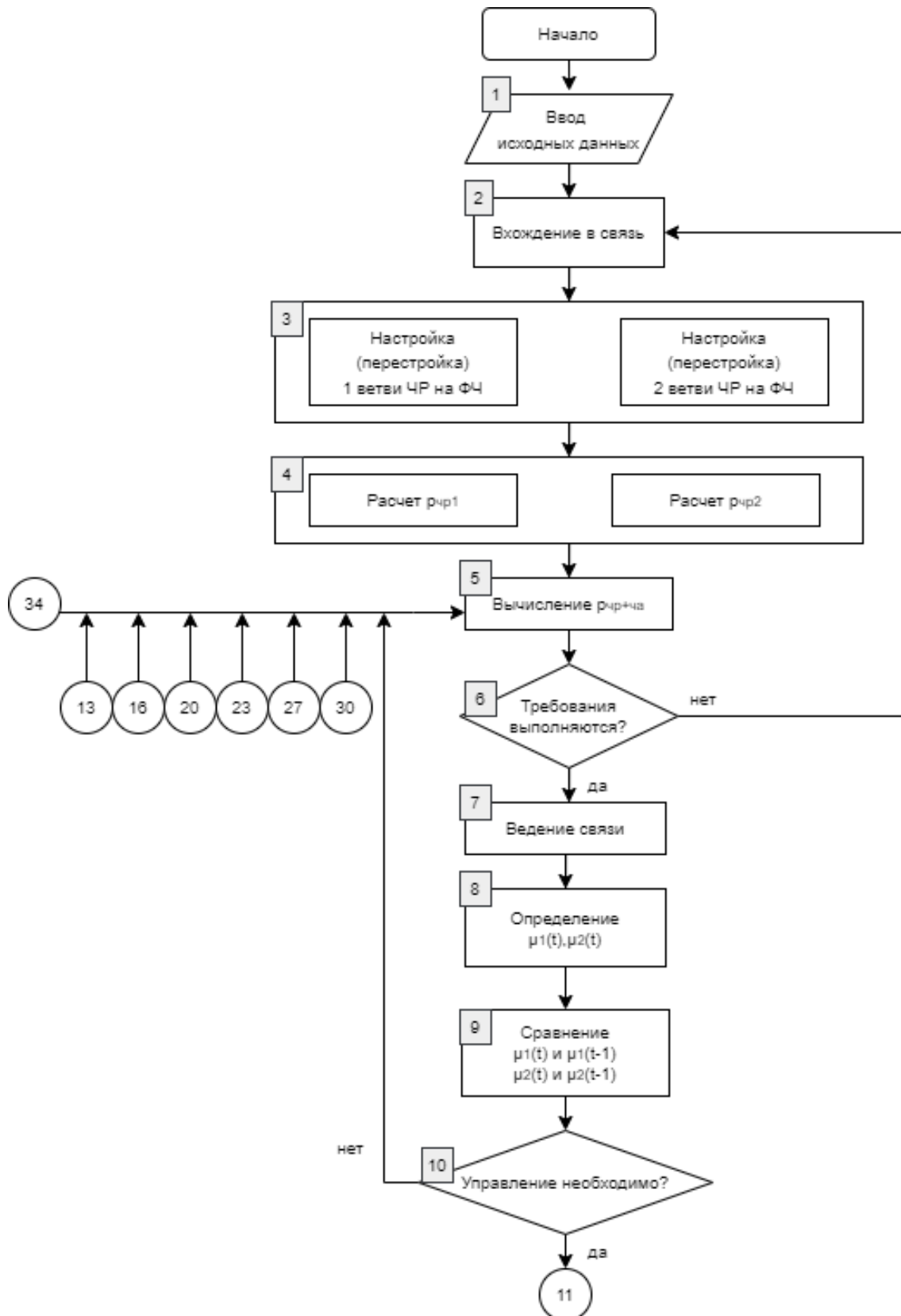
Энергетический выигрыш определяется по следующей формуле:

$$B_p = \frac{P_{1\max}}{P_{1\text{упр}}} \cdot p_1 + \frac{P_{2\max}}{P_{2\text{упр}}} \cdot p_2 + \frac{P_{1\max} + P_{2\max}}{P_{1\text{упр}} + P_{2\text{упр}}} \cdot p_{1+2}.$$

Средняя мощность излучения определяется по данным формулам:

$$\begin{aligned} \overline{P_{1\text{упр}}} &= \sum_{i=1}^x P_i P_{1,i}; \\ \overline{P_{2\text{упр}}} &= \sum_{j=1}^x P_j P_{2,j}; \\ \overline{P_{1+2\text{упр}}} &= \sum_{i=1}^x P_i P_{1,i} + \sum_{j=1}^x P_j P_{2,j}. \end{aligned}$$

Применение данного алгоритм позволит получить весомый энергетический выигрыш в радиолиниях специального назначения с разнесенным приемом и частотной адаптацией.



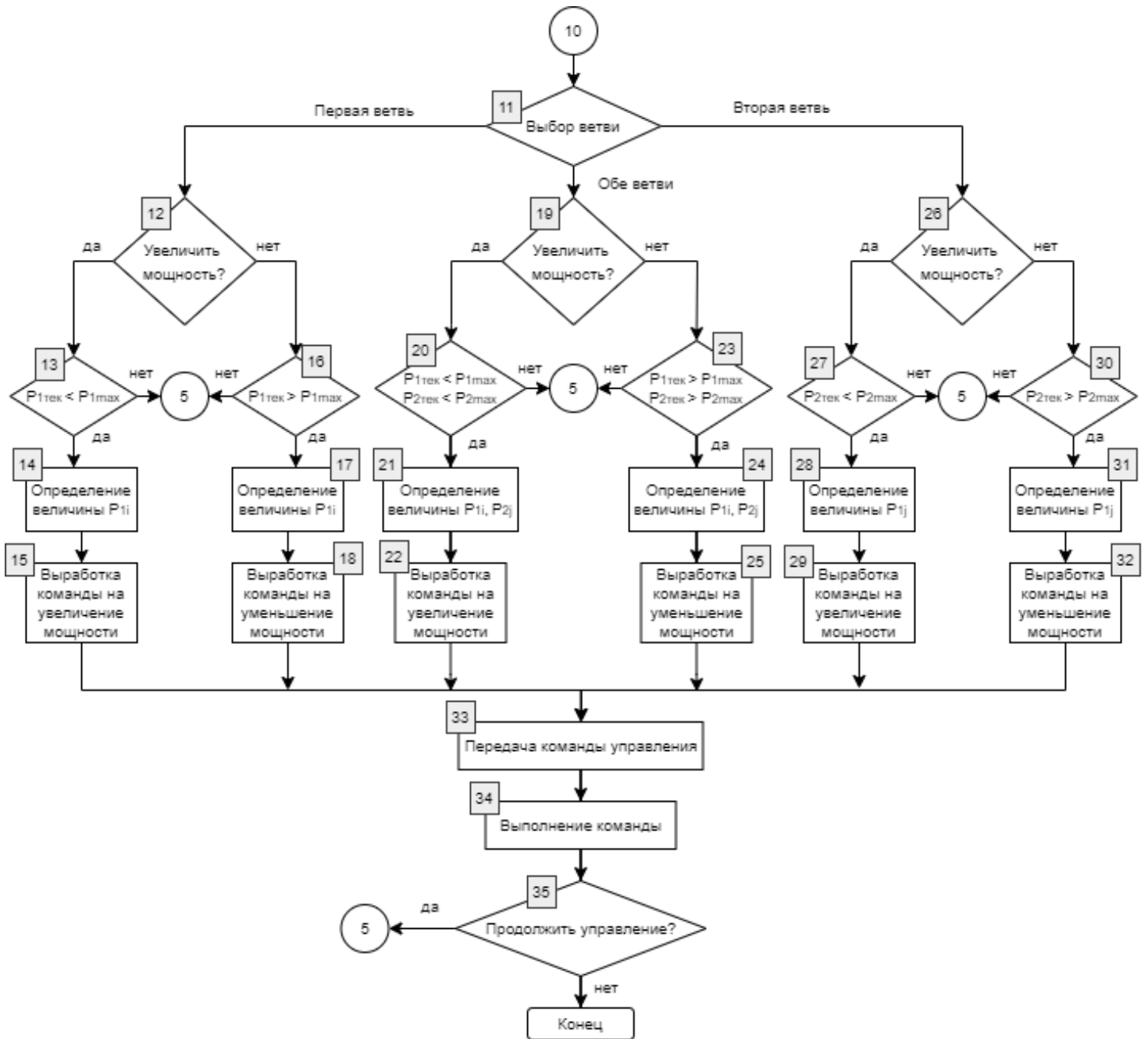


Рис. 1. Блок-схема алгоритма управления мощностью передатчика

Список используемых источников

1. Служивый М. Н. Адаптивные системы радиосвязи [Электронный ресурс]. URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/adaptivnye-sistemy-radiosvyazi> (дата обращения 14.02.2023).
2. Онышко А. Г., Постюшков В. П., Чухванцев В. Я. Оптимальное управление энергетическими ресурсами в одноинтервальных радиолиниях : краткий конспект лекций. СПб. : ВАС, 1984. 48 с.

УДК 621.396.67.012.12
ГРНТИ 47.45.29

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ МОРСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Е. И. Глушанков¹, М. Н. Лавров¹, Е. А. Рылов²¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
²АО «ПКБ «РИО»

Рассмотрены методы анализа эффективности адаптивных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов в линиях морской радиосвязи, в которых в связи с быстрыми нестационарными изменениями сигнально-помеховой обстановки требуется использование быстрых алгоритмов. Предложен подход к определению эффективности ПВОС в таких линиях радиосвязи.

пространственно-временная обработка сигналов, диаграмма направленности, адаптивный алгоритм, отношение правдоподобия, плотность распределения вероятностей, адаптивная антенная решетка.

Наиболее универсальным и общепринятым при синтезе алгоритмов обработки сигналов является подход, основанный на построении решающего правила по критерию отношения правдоподобия (ОП) [1–3 и др.]. Этот подход справедлив для сигналов различной пространственной когерентности. При пространственно-разнесенном приеме (обработке по параллельным пространственным каналам – случай пространственно-некогерентных сигналов) общий подход к синтезу по критерию ОП сформулирован в работе [4]. Опираясь на эти результаты, запишем критерий ОП для ПВОС в виде системы $(m - 1)$ неравенства, связывающих в общем случае отношения правдоподобия при приеме m -позиционных сигналов:

$$\Lambda_r(X) = \frac{f(X / H_l, \mu_c, \mu_s)}{f(X / H_r, \mu_c, \mu_s)}, \quad (1)$$

где $f(X/H_l, \mu_c, \mu_s)$ – L -мерная условная плотность распределения вероятностей (ПРВ) (функция правдоподобия), X – L -мерный вектор принимаемых сигналов, L – число каналов ПВОС, H_l – гипотеза о передаче l -го сигнала, $l = 1, 2, \dots, m, l \neq r$, μ_c, μ_s – L -мерные векторы квадратурных составляющих коэффициентов передачи каналов.

В зависимости от степени пространственной когерентности принимаемых сигналов выражение (1) может быть преобразовано следующим образом:

а) Для пространственно-когерентных сигналов, когда начальная фаза сигналов на выходе всех антенных элементов одинакова и вводится лишь пространственный набег фазы, зависящий от геометрии антенны, значение всех квадратурных коэффициентов передачи пространственных каналов равны между собой и тогда справедливо:

$$\Lambda_{lr}(X) = \frac{f(X/H_l, \mu_c, \mu_s)}{f(X/H_r, \mu_c, \mu_s)}, \quad (2)$$

где μ_c, μ_s – скалярные величины.

б) Для частично-когерентных сигналов (значения начальной фазы на выходе антенных элементов не равны между собой, а коррелированы) остается справедливым выражение (1) для μ_c, μ_s – L -мерных векторов квадратурных составляющих коэффициентов передачи каналов. При этом воспользовавшись методом функциональной аппроксимации негауссовских ПРВ [5], представим многомерную негауссовскую условную ПРВ $f(X/H_l, \mu_c, \mu_s)$ с точностью до одномерных ПРВ и корреляционных функций следующим образом:

$$f(X/H_l, \mu_c, \mu_s) = \prod_{i=1}^L f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si}) \left[1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{ij}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t) \right], \quad (3)$$

где $x_i^0(t) = x_i(t) - m_{x_i}$, $f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si})$ – одномерные ПРВ, r_{ij} – элементы корреляционной матрицы (КМ) входного процесса в каналах ПВОС. Подставив (3) в (1), получим для этого случая:

$$\Lambda_{lr}(X) = \frac{\prod_{i=1}^L f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si}) \left[1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{ij}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t) \right]}{\prod_{i=1}^L f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si}) \left[1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\tilde{r}_{ij}}{r_{ij}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t) \right]}. \quad (4)$$

в) Для пространственно-некогерентных сигналов значения x_i, μ_{ci}, μ_{si} , $i = 1, 2, \dots, L$ являются независимыми случайными процессами и многомерная ПРВ может быть представлена в виде произведения одномерных плотностей и тогда получим:

$$\Lambda_{lr}(X) = \frac{\prod_{i=1}^L f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si})}{\prod_{i=1}^L f(x_i/H_l, \mu_{ci}, \mu_{si})}. \quad (5)$$

С помощью выражений (2), (4) и (5) можно получить значение отношения правдоподобия $\Lambda_{lr}(X)$ и сравнивая их с порогом Λ_0 , принять решение о передаваемом сигнале. В зависимости от значений порога Λ_0 возможно применение различных критериев – байесовского, максимального правдоподобия, максимума апостериорной вероятности, идеального наблюдателя.

В то же время для вычисления входящих в отношение правдоподобия (1) функций правдоподобия требуется учёт большого количества факторов, а именно типов сигналов, коэффициентов передачи каналов по различным путям распространения радиоволн и пр., и даже наличие априорных данных по функциям правдоподобия и порогу отношения правдоподобия, определяющего критерий, приводит к достаточно сложным оптимальным решениям. В случае же, когда имеется априорная неопределенность относительно параметров функций правдоподобия, то, как правило, применяются подоптимальные алгоритмы, в которых функции правдоподобия становятся еще и условными по априорно неизвестным параметрам. Существует синтезированные в данном случае алгоритмы ПВОС, оптимизирующие в целом процедуру обработки и приёма [2, 6]. Однако, учитывая тот факт, что ПВОС выполняется до входа демодулятора возможен синтез алгоритмов, оптимизирующих только процедуру обработки сигналов.

При этом как показано в [2, 6], для случая приёма пространственно-когерентных сигналов возможна строгая декомпозиция решения задачи оптимального приёма сигналов в системах с ПВОС на два этапа – синтез алгоритмов обработки сигналов и синтез демодулятора. В этом случае полученные в результате решения задачи синтеза алгоритмы ПВОС будут являться оптимальными по выбранному критерию адаптации.

В случае же частично-когерентных сигналов такая декомпозиция невозможна [6]. При этом будут получены подоптимальные алгоритмы, однако их вычислительная сложность будет существенно меньше, чем у оптимальных и появится возможность более простой их технической реализации в КВ радиолиниях с морскими судами.

Поэтому эффективность подоптимальной ПВОС целесообразно оценивать по величине отношения мощности сигнала на выходе устройства ПВОС (на входе демодулятора) к суммарной мощности помех и шума на выходе устройства ПВОС (ОСПШ). Значение отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) можно вычислить по формуле:

$$\eta(W) = \frac{W^T S S^T W}{W^T R_{PP} W}, \quad (6)$$

где W – вектор весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки (ААР), S – вектор сигнала на выходе антенных элементов ААР, его можно определить по значениям полезного (эталонного) сигнала и угла прихода сигнала, определяющего фазовые сдвиги между элементами ААР, которые либо постоянны и определяются лишь геометрией антенны (для пространственно-когерентных сигналов), либо изменяются в зависимости от различных коэффициентов передачи (для частично-когерентных сигналов), R_{PP} – корреляционная матрица помех и шумов.

Данный критерий является основным при анализе эффективности подоптимальных алгоритмов ПВОС [5, 7, 8]. В то же время при разработке алгоритмов ПВОС в КВ радиоперелиниях с морскими судами важнейшую роль играет быстроедействие алгоритмов ПВОС, что оправляется быстрыми изменениями сигнально-помеховой обстановки. Поэтому будем понимать под эффективностью ПВОС минимизацию следующей целевой функции:

$$\min_w B(W) \quad (7)$$

при ограничении на ОСПШ вида:

$$\eta(W) \geq \eta_{\text{треб}}(W), \quad (8a)$$

где $B(W)$ – быстроедействие алгоритма ПВОС, определяемое либо числом арифметических операций, либо временем выполнения алгоритма, вычисляемым путём измерения временного параметра при реализации в MATLAB или на ПЛИС при проведении эксперимента, при выполнении условия (8a) для прямых методов адаптации, непосредственно вычисляющих значение ВВК, и условия:

$$|\eta[W(t)] - \eta_{\text{треб}}[W(t)]| \leq \epsilon_{\text{тр}}, \quad (8б)$$

для итерационных алгоритмов ПВОС, у которых ВВК флуктуирует около оптимального по заданному критерию адаптации значения, $\eta_{\text{треб}}(W)$ – требуемое (пороговое) значение ОСПШ, необходимое для работы демодулятора.

Таким образом, использование для оценки эффективности ПВОС показателей (6) – (8) позволяет оценить качество алгоритмов ПВОС в линиях морской радиосвязи, в которых в связи с быстрыми нестационарными изменениями сигнально-помеховой обстановки требуется применение быстрых алгоритмов.

Список используемых источников

1. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. М. : Радиотехника, 2022. 840 с.
2. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М. : Радио и связь, 2014. 608 с.
3. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный приём сигналов. М. : Сов. радио, 1975. 704 с.
4. Андронов И. С., Финк Л. М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М. : Сов. Радио, 1971. 408 с.
5. Журавлев А. К., Хлебников В. А., Глушанков Е. И. и др. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решётками. Л. : Изд-во ЛГУ. 1991. 544 с.
6. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И. Я. Кремера. М. : Радио и связь, 1984. 224 с.
7. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию. М. : Радио и связь. 1986. 448 с.

8. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решётках. Л. : ЛГУ. 1983. 240 с.

УДК 621.396.96
ГРНТИ 47.49.02

ОБНАРУЖЕНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ, РАСПРОСТРАНЯЮЩИХСЯ ПО МНОГОЛУЧЕВЫМ КАНАЛАМ С РЕЛЕЕВСКИМИ И РАЙСОВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ, МЕТОДАМИ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ

Е. И. Глушанков, А. Д. Мухина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

За счет влияния замираний сигналов в радиотехнических системах существенным образом ухудшается качество радиосвязи, радиолокации и радионавигации. В статье рассматриваются многолучевые каналы с замираниями и их влияние на безошибочный приём коррелированных сигналов с помощью методов сверхразрешения. Для этого предложена модель в среде Simulink, позволяющая по вероятности битовой ошибки оценить эффективность использования алгоритмов определения угла прихода коррелированных сигналов.

замирания, распределение Релея, распределение Райса, DoA алгоритмы, методы сверхразрешения.

Направление прихода (DoA – *Direction of Arrival*) – это термин, используемый для определения направления, с которого сигнал поступает в данную точку пространства. DoA может быть определено с использованием различных методов, таких как обработка сигналов в антенных решетках или алгоритмы, основанные на измерении времени прибытия (ToA – *Time of Arrival*) [1]. В данной статье рассматриваются только методы, использующие антенные решётки при распространении сигнала по каналу с различными замираниями. Тогда как в [2] исследовалось распространение многолучевых коррелированных сигналов, проходящих по прямой и отраженной трассам (отражение от ионосферы и воды).

DoA определяется путем измерения относительных фазовых сдвигов между сигналами, принимаемыми на каждом элементе антенны. Затем фазовые сдвиги используются для вычисления угла прихода сигнала. Этот метод известен как формирование луча и часто используется в радиолока-

ционных системах. Методы формирования луча также могут быть использованы для уменьшения замирания за счет создания более сфокусированного сигнала, который менее подвержен этому влиянию.

Замирания оказывают существенное влияние на принятый сигнал, а именно на точность измерения параметров сигнала и, соответственно, влияют на помехоустойчивость радиолинии.

При многолучевом распространении сигнала может произойти ситуация, когда копии сигнала придут в противофазе. Это возможно, когда одна из копий сигнала задерживается на промежуток времени кратный периоду сигнала. В таком случае два луча сигнала складываются в приемнике и нейтрализуют друг друга. Это явление получило название «замирания» сигнала, т. е. сигнал на время перестает поступать между источником и приемником.

Выделяют две основные разновидности замираний:

- быстрые, вызваны преимущественно движением приемника (источника) или препятствиями близкорасположенными с получателем сигнала;
- медленные, вызваны, как правило, плохими метеоусловиями и существуют достаточно эффективные методы борьбы с ними.

В данной статье будет рассматриваться передача сигнала по двум наиболее распространенным при замираниях моделям каналов: модели Релея и Райса.

Релеевский канал – канал с замираниями, в котором прямой сигнал существенно ослаблен, фаза коэффициента передачи равновероятно распределена в пределах, а амплитуда подчиняется релеевскому распределению.

Функция плотности вероятности Релея:

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right),$$

где a – случайная величина, σ^2 – дисперсия.

Релеевские замирания, обусловленные интерференцией достаточно большого числа рассеянных сигналов и сильным ослаблением прямого сигнала, являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. Релеевский канал, в котором замирания сигналов являются наиболее глубокими, характерен для городских условий.

Райсовский канал характеризуется тем, что существует хотя бы одна траектория распространения сигнала по прямой видимости r_0 . То есть, наряду с рассеянными сигналами в приемник поступает прямой сигнал с постоянной амплитудой. Таким образом, сигнал на входе приемника складывается из регулярной и случайной компонент. Амплитуда суммарного сигнала является случайной и подчиняется райсовскому распределению.

Функция плотности вероятности Райса:

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2+m^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{am}{\sigma^2}\right),$$

где a – случайная величина, σ^2 – дисперсия m – параметр асимметрии. Такая модель является более общей, чем модель релеевских замираний [3].

Модель такого канала (рис. 1) реализована в среде Simulink и представляет собой вариант передачи QPSK сигналов по многолучевому каналу с релеевским замиранием и многолучевому каналу Райса с замираниями. В последствии сигнал проходит через алгоритмы DoA и вычисляется вероятность битовой ошибки.

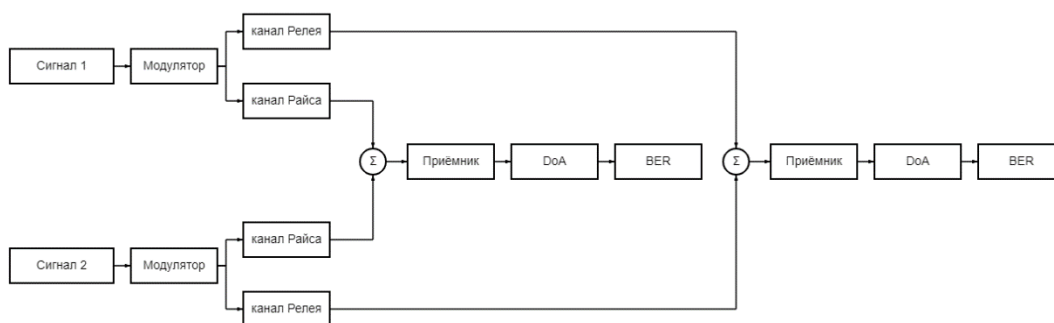


Рис. 1. Структурная схема модели

Результатом модели являются спектры для сигналов, прошедших по двум каналам, по пикам которых можно определить угол прихода сигнала. Для канала Райса спектры MUSIC и MVDR представлены на рис. 2а и 2б. Для канала Релея рис. 2в и 2г соответственно.

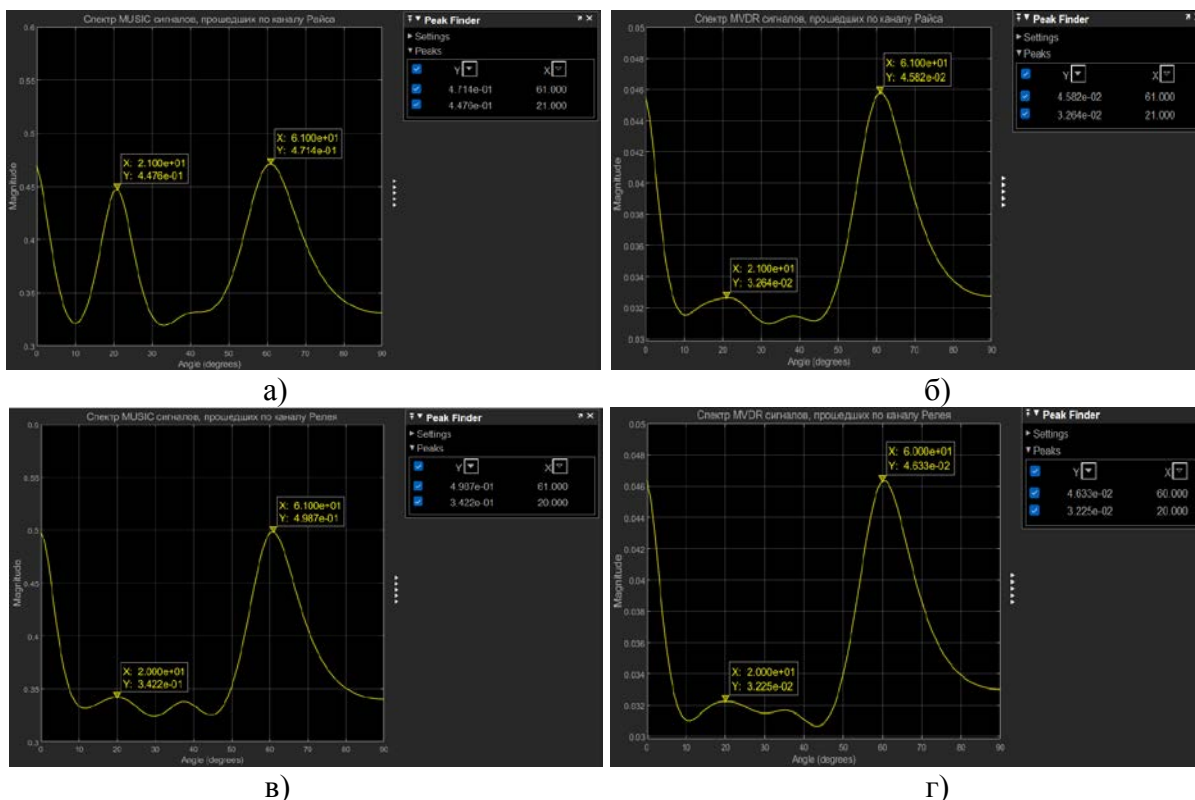


Рис. 2. Для сигналов, прошедших по каналу Райса: а) спектр MUSIC, б) спектр MVDR; для сигналов, прошедших по каналу Рэля: в) спектр MUSIC, г) спектр MVDR

Ниже приведена сравнительная таблица результатов, полученных в ходе тестирования модели (табл. 1).

ТАБЛИЦА 1. Сравнение полученных результатов

Истинные значения		канал Райса				канал Релея			
		MVDR		MUSIC		MVDR		MUSIC	
сигн 1	сигн 2	сигн 1	сигн 2	сигн 1	сигн 2	сигн 1	сигн 2	сигн 1	сигн 2
60	21	61	21	61	21	60	20	61	20
74	12	74	11	74	13	73	43	72	16
78	10	80	10	80	16	78	20	78	10
45	15	46	15	47	17	46	17	29	16
78	1	78	2	78	1	79	1	79	1

Исходя из полученных данных, можно сделать вывод, что алгоритмы сверхразрешения хорошо справляются с определением направления прихода сигнала в каналах с замираниями. Также можно увидеть, что канал Райса меньше влияет на качество методов сверхразрешения, чем канал Релея. Анализ вероятности битовой ошибки показал, что эффективность использования методов определения угла прихода сигналов в канале Райса выше. В канале Райса из 2000 переданных бит, 278 были приняты с ошибкой, а в канале Релея из 2000 переданных бит, 921 были приняты с ошибкой. Что ещё раз подтверждает тот факт, что затухания в городских условиях намного сильнее, нежели в сельской местности.

Список используемых источников

1. Pei-Jung Chung, Mats Viberg, Jia Yu. DOA Estimation Methods and Algorithms // Academic Press Library in Signal Processing. Elsevier Ltd., 2014. V. 3. PP. 599–650.
2. Глушанков Е. И., Мухина А. Д. Влияние многолучевости на обнаружение сигналов методами сверхразрешения // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2022). Сборник лучших докладов Всероссийской научно-технической и научно-методической конференции магистрантов и их руководителей. Санкт-Петербург, 2023. С. 144–148.
3. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи: учеб. метод. пособие. Н. Новгород : Изд-во ННГУ, 2006. 99 с.

УДК 654.739
ГРНТИ 49.33.29**МОДЕЛИ НЕПРЕРЫВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ
В ФОРМЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ
УРАВНЕНИЙ, КАК МЕТОДОЛОГИЯ МАРКОВСКОЙ
ТЕОРИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ****Е. И. Глушанков¹, Е. А. Рылов², Д. А. Цветков¹**¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
²АО «ПКБ «РИО»

Показано, что представление моделей сигналов в непрерывных каналах связи в форме стохастических дифференциальных уравнений является основой синтеза оптимальных алгоритмов марковской теории фильтрации. При этом чем более точным будет представление таких моделей, тем более эффективным будет решение задач фильтрации. Поэтому модели в форме СДУ и непрерывные фильтры представляют собой методологию марковской теории обработки сигналов.

СДУ, фильтрация, обработка сигналов, критерии согласия.

Марковская теория обработки сигналов базируется на представлении сигналов в форме стохастических дифференциальных уравнений (СДУ), описывающих в общем случае негауссовские случайные процессы. При этом СДУ для моделирования марковских случайных процессов в общем виде имеет вид:

$$\frac{dX(t)}{dt} = F[X(t)] + G[X(t)]V(t), \quad (1)$$

где $F[X(t)]$, $G[X(t)]$ – L -мерный векторный и $L \times L$ -мерный матричный коэффициенты СДУ соответственно, $V(t)$ – L -мерный векторный белый гауссовский шум (БГШ) с $L \times L$ -мерной матрицей спектральных плотностей $Q(t)$, $X(t)$ – L -мерный моделируемый марковский случайный процесс (МСП). Размерность L определяется числом каналов обработки сигналов (пространственной, частотной, пространственно-временной и др.). По заданным вероятностным характеристикам МСП $X(t)$ требуется определить коэффициенты СДУ (1). Данная задача называется задачей синтеза СДУ и ее решение подробно рассмотрено в [1–3].

Так, воспользовавшись методом функциональной аппроксимации [1], представим L -мерную негауссовскую плотность распределения вероятностей $f_0(X)$ векторного случайного процесса $X(t)$ в виде:

$$f_0(X) = \prod_{i=1}^L f_0(x_i) [1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{jj}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t)], \quad (2)$$

где $x_i^0(t) = x_i(t) - m_{xi}$; $f_0(x_i)$ – одномерная ПРВ $x_i(t)$. Такая аппроксимация (2) справедлива с точностью до одномерных негауссовских ПРВ составляющих $X(t) - f_0(x_i)$ и $L \times L$ -мерной корреляционной матрицы $R_{XX} = \{r_{jk}\}$ процесса $X(t)$. В этом случае получим:

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2} \left\{ \frac{\partial}{\partial x_k} \ln f_0(x_k) + \frac{\sum_{j=1 \neq k}^L \frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}} x_j^0(t)}{1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{jj}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t)} \right\} + \sqrt{B_0} \mathcal{G}_k(t); k = 1, L. \quad (3)$$

С учётом (2) выражение (3) можно записать в более удобном для последующих преобразований виде:

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2} \left\{ \frac{\partial}{\partial x_k} \ln f_0(x_k) + \frac{\prod_{i=1}^L f_0(x_i)}{f_0(X)} \sum_{j=1 \neq k}^L \frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}} x_j^0(t) \right\} + \sqrt{B_0} \mathcal{G}_k(t). \quad (4)$$

Нелинейные уравнения (3) и (4) позволяют моделировать векторные негауссовские случайные процессы $X(t)$, описывающие, например, частично-когерентные сигналы [1, 2].

Воспользуемся уравнением (3) и представив, что огибающая распределена по закону Релея, то есть:

$$f_0(x_k) = \frac{x_k}{\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{x_k^2}{2\sigma_k^2}\right),$$

где σ_k^2 – параметр распределения, получим СДУ:

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2} \left\{ \frac{\partial}{\partial x_k} \left[\ln \frac{x_k}{\sigma_k^2} - \frac{x_k^2}{2\sigma_k^2} \right] + \frac{\sum_{j=1 \neq k}^L \frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}} x_j^0(t)}{1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{jj}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t)} \right\} + \sqrt{B_0} \mathcal{G}_k(t).$$

Окончательно для распределения Релея можно записать многомерное СДУ в виде:

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2} \left\{ \frac{1}{x_k} - \frac{x_k}{\sigma_k^2} + \frac{\sum_{j=1 \neq k}^L \frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}} x_j^0(t)}{1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{jj}r_{ii}} x_i^0(t)x_j^0(t)} \right\} + \sqrt{B_0} \mathcal{G}_k(t). \quad (5)$$

Для оценки соответствия между теоретической, моделируемой и экспериментальной ПРВ можно использовать критерии согласия [4, 5]. Цель про-

верки гипотезы о согласии опытной модели с теоретической – это стремление удостовериться в том, что данная модель теоретического закона не противоречит наблюдаемым данным, и использование её не приведет к существенным ошибкам. Некорректное использование критериев согласия может приводить к необоснованному принятию (чаще всего) или необоснованному отклонению проверяемой гипотезы. Проверка статистических гипотез о согласии эмпирических данных с теоретическими данными обычно осуществляется с применением критериев типа χ^2 (Неймана-Пирсона) или непараметрических критериев, таких как критерии Колмогорова-Смирнова, Крамера, Купера, Ватсона и др. [4, 5]. Указанные критерии имеют свои достоинства и недостатки и соответственно, области применения. Учитывая моделирование с помощью СДУ непрерывных каналов связи и сравнение полученных при моделировании ПРВ и экспериментальных ПРВ с известными теоретическими моделями для непрерывных случайных процессов, наиболее близким по данной постановке задачи является разработанный специально для непрерывных процессов критерий Колмогорова-Смирнова.

На рис. 1 представлены результаты оценки адекватности разработанных математических моделей в форме СДУ для релеевского процесса (5) по критерию Колмогорова – Смирнова, где показаны значения вероятности выполнения гипотезы о теоретическом распределении при различном объеме выборки. Красным цветом показаны результаты, полученные при моделировании случайного процесса с использованием синтезированного СДУ, а зеленым цветом – записанные реальные сигналы в КВ радиолиниях с морскими судами в условиях замираний.

Из рис. 1 видно, что представление математических моделей сигналов в форме СДУ хорошо аппроксимируется релеевским распределением и укладывается в десятипроцентный доверительный интервал по совпадению с теоретическими данными, а также достаточно точно соответствует экспериментальным данным.

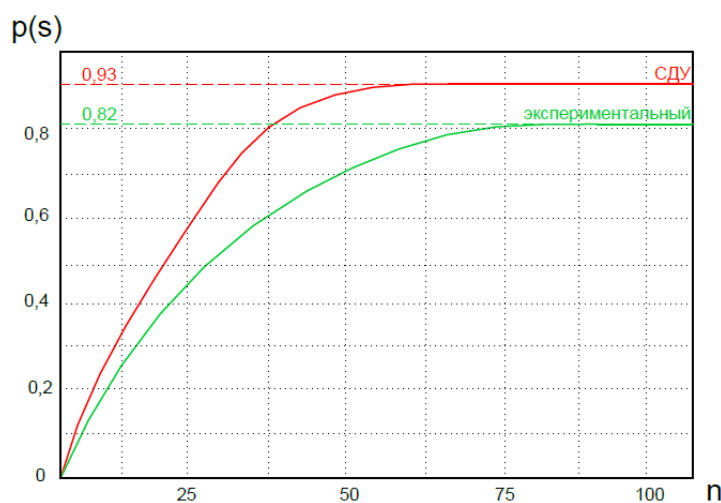


Рис. 1. Вероятность выполнения гипотезы о теоретической плотности Релея

На основе синтезированных моделей в форме СДУ (1) возможно построение алгоритмов линейной и нелинейной фильтрации. Алгоритмы линейной фильтрации могут быть получены для гауссовского распределения, нелинейной фильтрации – для негауссовских распределений, например, вида (5) для закона Релея.

Для построения оптимального фильтра воспользуемся уравнениями нелинейной фильтрации первого порядка, полученными на основе линеаризованного фильтра Калмана [6]. Модернизируем этот нелинейный фильтр применительно к уравнению состояния оцениваемого процесса, заданного в форме СДУ (5). Пусть при этом уравнение наблюдения на входе устройства обработки сигналов имеет линейный вид:

$$Z(t) = X(t) + v(t), \quad (6)$$

где $v(t)$ – L -мерный БГШ с $L \times L$ -мерной матрицей спектральных плотностей $V_v(t)$.

Для заданной модели состояния (5) и наблюдения (6) получим уравнения фильтрации в виде:

$$\frac{d\hat{x}_k(t)}{dt} = \frac{B_0}{2} \left\{ \frac{1}{\hat{x}_k(t)} - \frac{\hat{x}_k(t)}{\sigma_k^2} + \frac{\sum_{j=1 \neq k}^L \frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}} \hat{x}_j^0(t)}{1 + \sum_{i=2}^L \sum_{j=1}^{i-1} \frac{r_{ij}}{r_{jj}r_{kk}} \hat{x}_j^0(t)\hat{x}_i^0(t)} \right\} + \sum_{l=1}^L p_{kl}(t) v_{vkl}^{-1} \{z_k(t) - x_k(t)\}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{dP(t)}{dt} = & \text{diag} \left[\frac{1}{\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{\hat{x}_k^2}{2\sigma_k^2}\right) - \frac{\hat{x}_k^2}{\sigma_k^4} \exp\left(-\frac{\hat{x}_k^2}{2\sigma_k^2}\right) \right] P(t) + \\ & + P(t) \text{diag} \left[\frac{1}{\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{\hat{x}_k^2}{2\sigma_k^2}\right) - \frac{\hat{x}_k^2}{\sigma_k^4} \exp\left(-\frac{\hat{x}_k^2}{2\sigma_k^2}\right) \right]^T + B_0 Q - P(t) V_v^{-1} P(t), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\hat{x}_k(t)$ – оценка $x_k(t)$, $P(t)$ – матрица дисперсий ошибок оценивания, по значению элементов которой можно судить о качестве нелинейной фильтрации.

Таким образом, представление моделей сигналов в непрерывных каналах связи в форме стохастических дифференциальных уравнений (СДУ) является основой синтеза оптимальных алгоритмов марковской теории фильтрации. Для релейского процесса (5) и уравнения наблюдения (6) получен нелинейный фильтр оценивания релейского векторного случайного процесса в виде (7)–(8). При этом чем более точным будет представление моделей в форме СДУ, тем более эффективным будет решение задачи нелинейной фильтрации.

Список используемых источников

1. Глушанков Е. И., Конторович В. Я. Математическое моделирование сигналов различной пространственной когерентности в системах радиосвязи / В книге: Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л. : Издательство Ленинградского университета, 1991. С. 432–466.
2. Глушанков Е. И., Кирик Д. И., Лялина А. Ж. Моделирование и оценивание параметров частично-когерентных сигналов в радиотехнических системах // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7, № 3. С. 16–24.
3. Glushankov E. I., Lyalina A., Rylov E. A. Modeling the satellite communication channel based on stochastic differential equations // CEUR Workshop Proceedings, Vol. 2922. PP. 52–59.
4. Блохин В. Г., Глудкин О. П., Гуров А. И., Ханин М. А. Современный эксперимент: подготовка, проведение, анализ результатов. М. : Радио и связь, 1997. 232 с.
5. Лемешко Б. Ю. Непараметрические критерии согласия. Руководство по применению. М. : ИНФРА-М, 2014. 163 с.
6. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М. : Связь, 1976. 496 с.

УДК 621.396.67

ГРНТИ 47.45.29

**ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА
РЕАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ ТРАКТОВ
В ЗАДАЧАХ АДАПТАЦИИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК****Е. И. Глушанков, А. А. Хренов**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье разработана и проанализирована с использованием среды MATLAB модель приемного тракта с линейной центрально-симметричной антенной решеткой, учитывающая нелинейности и неточность задания характеристик трактов и эталонного сигнала. По результатам анализа получены параметры на выходе антенного компенсатора помех.

антенная решетка, нелинейность, приемный тракт, импеданс, эталонный сигнал, антенный компенсатор помех.

В радиолиниях передаваемый сигнал может искажаться из-за воздействия различных помех. Помимо учета влияния внешних помех различного рода, необходимо учитывать влияние внутренних помех или собственных шумов, которые связаны с нелинейностью характеристик приемного тракта [1], а также взаимное влияние элементов антенной решетки (АР)

и неточность задания эталонного сигнала при минимизации среднеквадратической ошибки между эталонным и выходным сигналами АР.

В работе рассматривается приемный тракт с АР, структурная схема которого представлена на рис. 1.

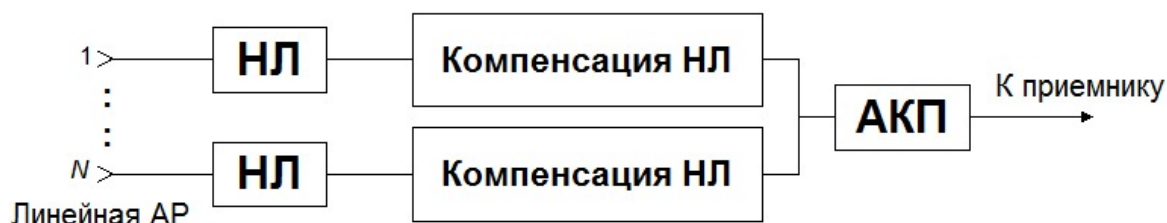


Рис. 1. Структурная схема приемного тракта

Взаимным влиянием называют электромагнитное взаимодействие между элементами АР, которое вызывает изменения диаграммы направленности, а также импеданса отдельных элементов в ней и характеризуется таким параметром, как взаимное сопротивление – импеданс элемента АР при одновременном возбуждении всех элементов АР [2], который зависит от:

- конфигурации антенной решетки;
- расстояния между элементами антенной решетки;
- сдвига фазы на входе каждого элемента антенной решетки.

В работе рассматривается линейная восьмиэлементная АР, модель которой выполнена в программной среде MATLAB и представлена на рис. 2.

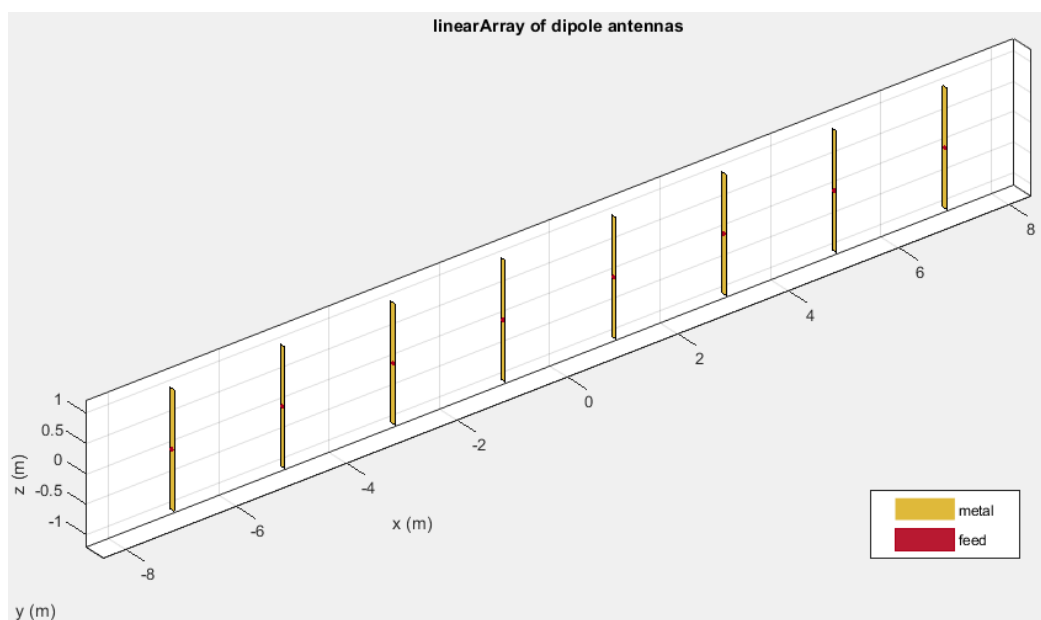


Рис. 2. Модель АР в MATLAB

На рис. 3 показан график импеданса сканирования первых четырех элементов АР. В силу симметричности АР, импеданс сканирования первого

элемента равен сканирующему импедансу восьмого, а импеданс сканирования второго – импедансу седьмого и т. д. Импедансы сканирования крайних элементов отличаются от импедансов элементов, расположенных ближе к центру из-за краевых эффектов.

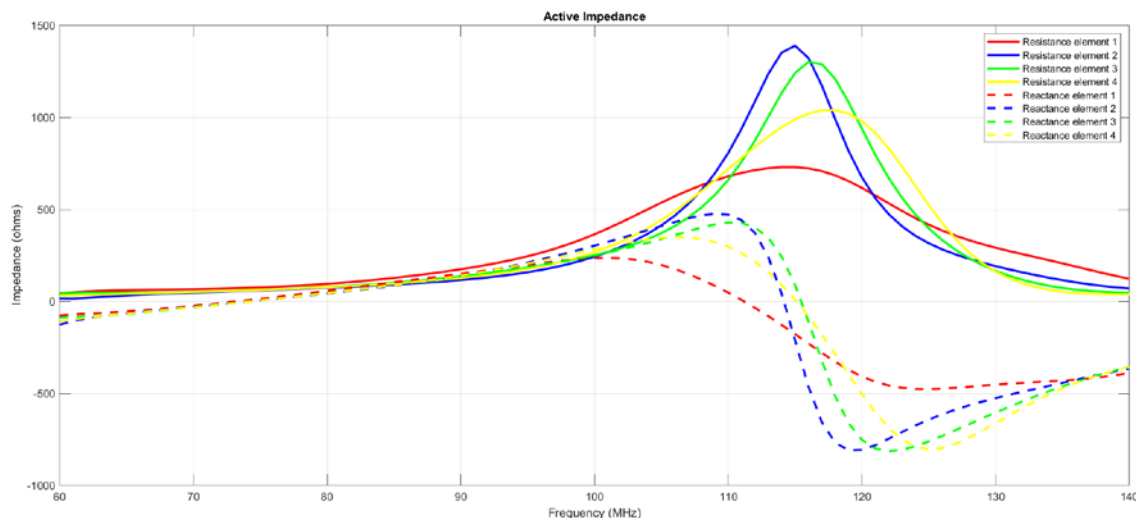


Рис. 3. Импеданс сканирования элементов линейной АР

Входной сигнал, поступающий на нелинейный усилитель, имеет следующий вид [3]: $S = A(t) \cos[2\pi ft - \psi]$. На выходе нелинейного усилителя получаем сигнал с НЛ:

$$S = g(A) \cos[2\pi ft - \psi], \text{ где } g(A) = \frac{\alpha_A A}{(1 + \beta_A A^2)}.$$

Параметры $\alpha_A = 1,00$, $\beta_A = 0,25$ выбираются для получения требуемой нормализованной характеристики.

В блоке компенсация НЛ применяется обратная функция $g(A)$, для внесения предсказаний с целью компенсации нелинейностей:

$$g(A) = \frac{A}{\left(1 + \left(\frac{A}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}},$$

где A_0 – предельная выходная амплитуда, параметр p регулирует плавность перехода от линейной области к предельной области.

Далее сигнал поступает в антенный компенсатор помех (АКП) [4], схема которого представлена на рис. 4, где выделяют основной порт В×1, выход которого содержит полезный сигнал и помехи, и компенсационный порт В×2, который не должен содержать полезного сигнала.

АКП реализует основную составляющую оптимальной пространственной обработки – режекцию помех. При этом алгоритмы АКП не требуют знания направлений на источник помех, а извлекают необходимую информацию из корреляционных характеристик помех. Это следует из алгоритма оптимальной пространственной обработки, куда входит только корреляционная матрица помех на выходах элементов АР.

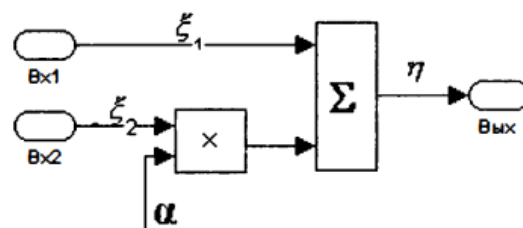


Рис. 4 Структурная схема компенсатора

В компенсаторе сигнал основного канала подается на сумматор с единичным весом, а колебания компенсационных каналов взвешиваются, исходя из помеховой обстановки. При этом цель подстройки весовых коэффициентов – обеспечить минимальную мощность шума на выходе, а именно минимальную дисперсию D_η колебания η .

Качество работы компенсатора характеризуется коэффициентом подавления, который определяется как отношение дисперсии шума в основном канале к дисперсии шума на выходе АКП:

$$K_{\Pi} = \frac{D_{\xi}}{D_{\eta}}.$$

Синтезирование структурной схемы приведенной на рис. 1 также проводилось в среде MATLAB. Результат работы антенного компенсатора помех представлен на рис. 5а,б,в:

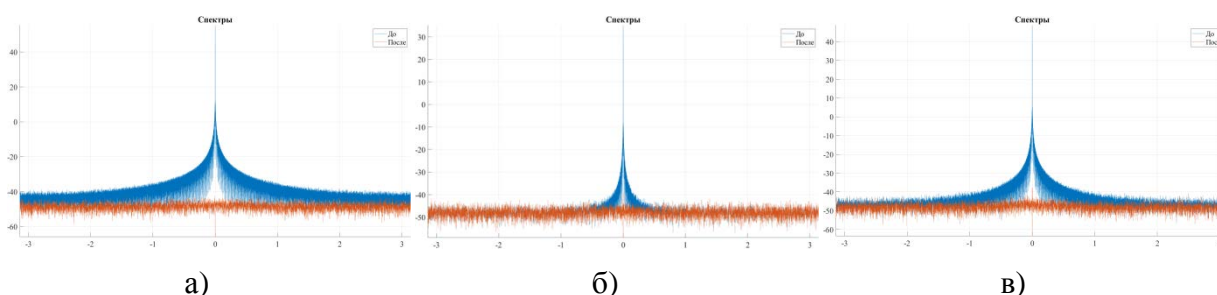


Рис. 5. Спектры сигнала на выходе компенсатора: а) спектр идеального приемного тракта, б) спектр с введенной НЛ, в) спектр с введенной НЛ и компенсацией НЛ

Рассмотрим ситуацию, когда опорный сигнал зашумлен, то есть представим его в виде $\tilde{z}_{эТ} = z_{эТ} + \mathfrak{Q}$, где $z_{эТ}$ – постоянная составляющая эталонного сигнала, \mathfrak{Q} – белый шум, описывающий погрешность задания эталонного сигнала, и имеет интенсивность шума \mathfrak{Q} , равную 10, 40 и 70 дБВт. В данном случае получаем семейство спектров представленных на рис. 6.

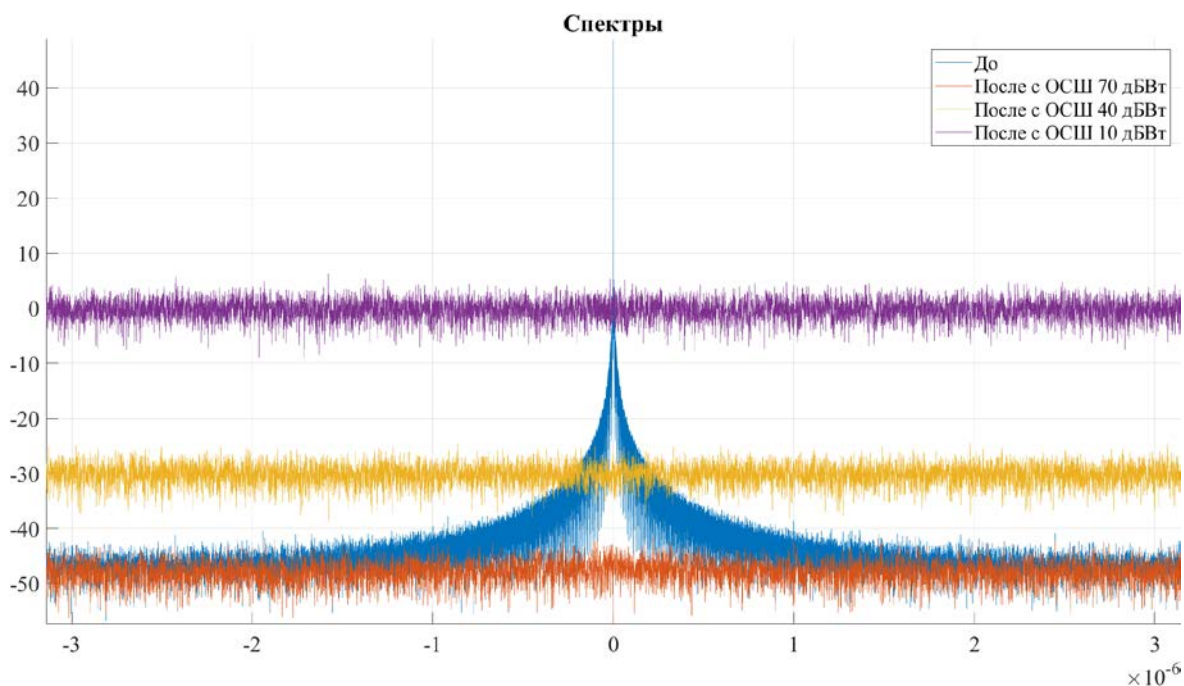


Рис. 6. Спектры сигнала на выходе компенсатора с различной интенсивностью зашумленности эталонного сигнала

В свою очередь, при различной интенсивности шума получаем различные коэффициенты подавления, которые отображены на графике рис. 7. При этом наблюдается прямая зависимость коэффициента подавления от ОСШ шума.

Зависимость коэффициента подавления от ОСШ шума

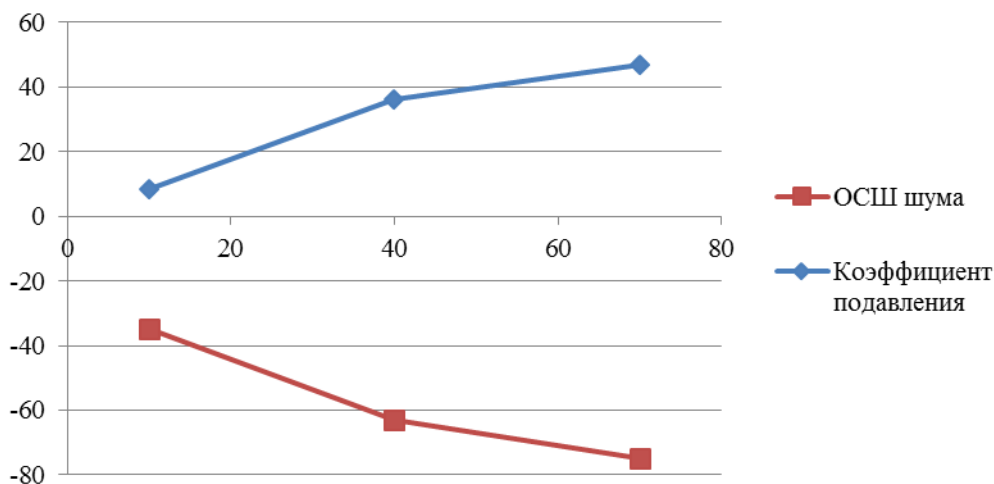


Рис. 7. График зависимости коэффициента подавления от ОСШ шума

Из анализа графика видно, что при увеличении интенсивности шума – коэффициент подавления АКП растет, поскольку помеховая составляющая становится больше и её нужно больше гасить.

Таким образом, рассмотренная система позволяет противодействовать воздействию внешних и внутренних помех, учитывать нелинейные характеристики приемного тракта, а график зависимости (рис. 7) подтверждает то, что компенсатор и вся система в целом работают правильно.

Список используемых источников

1. Курочкин А. Е. Теоретические основы активных магнитных антенн: нелинейные характеристики входных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной: учебно-метод. пособие. Мн. : БГУИР, 2003. 56 с.
2. Типикин А. А. Моделирование антенных устройств в Matlab с использованием пакета расширения Antenna Toolbox. М. : СОЛОН-Пресс, 2019. 116 с.
3. Rapp C. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal // ESA Special Publication. 1991. V. 332. PP. 179–184.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М. : Радиотехника, 2010. 800 с.

УДК 654.197

ГРНТИ 49.27.99

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ ПРОБЛЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ЗАПАХОВ ПО ИНФОРМАЦИОННЫМ КАНАЛАМ

А. А. Гоголь, Е. Д. Гузева, Е. И. Туманова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данном докладе рассматривается современное состояние проблемы передачи запахов. Вопрос визуализации и передачи запахов поднимался неоднократно и продолжает оставаться открытым. Передача запахов может изменить представление о кинематографе и значительно дополнить виртуальный мир. В докладе рассмотрены современные устройства, позволяющие пользователям виртуального мира пользоваться обонянием и еще одним органом чувств, погрузится в нереальный мир. Помимо устройств воспроизведения запахов необходимы методы оцифровки запахов и их передача. Одно из таких решений, например, представление запахов при помощи молекулярных карт. Аналогия треугольника цветности, только для запахов. Также рассмотрен биоэлектронный нос и с использованием этой новейшей сенсорной технологии в ближайшем будущем ожидается реализация технологии визуализации запахов.

запахи, передача запахов, воспроизведение запахов, молекулярная карта запахов.

Обоняние играет важную роль в жизни человека. Запахи вокруг нас повсюду. Это может быть аромат пищи или приятно пахнущие духи. Запахи

также хранят в себе какую-либо информацию, например, пригодность продуктов или воспоминания, которые активизируются от определенных ароматов. Тем не менее, точную информацию о том или ином запахе невозможно определить, поскольку для каждого запаха, характеристика субъективная, и один и тот же запах может быть распознан разными людьми по-разному, поскольку распознавание запаха также зависит от личного опыта и способности чувствовать запахи.

Открытый вопрос, над которым активно работают ученые и инженеры – это как передать и воспроизвести запахи по каналам связи. Для начала запах необходимо визуализировать, представить в электронном виде. Можно использовать стандартные наборы простых запахов и смешивать между собой, для воспроизведения конкретного известного запаха, но это не тоже самое, что передать именно тот аромат или смесь различных запахов, что человек чувствует в определенный момент времени.

Воссоздать конкретно заданную смесь запахов проще, чем распознать передать и воспроизвести, что-то из реальной среды. В рамках выставки CES 2023 были представлены новые технологии воспроизведения запаха. Как пример, американский стартап OVR Technology предложил уникальную технологию, которая позволяет использовать обоняние для лучшего погружения в виртуальное пространство [1].

Название девайса – ION 3, представлен на рис. 1. Это небольшое устройство, которое производителю предлагается использовать в качестве аксессуара к VR- или AR-гарнитурам. Он включает в себя множество парфюмированных картриджей, с помощью которых пользователь может чувствовать до тысячи различных ароматов, представленных в цифровом мире. Речь идет о запахах окружающей среды, а также об определенных объектах или предметах в ней [1].

Система автоматически синхронизируется с контентом, который обладатель гаджета видит в виртуальной и дополненной реальности, а также на мобильных или настольных вычислительных устройствах.



Рис. 1. Устройства для воспроизведения запахов в виртуальном мире ION 3

Также на выставке CES 2023 японская компания Aromajoin показала Aroma Shooter – устройство для ароматизации фильмов, видеоигр и аниме, а также программу AromaPlayer для создания плейлистов ароматов [1, 2].

С помощью виджета запаха игроки могут ощущать различные запахи в режиме реального времени. Aroma Shooter может переключаться между ароматами за 0,1 секунды и быстро смешивать разные ароматы, не вызывая дискомфорт или неприятные последствия для пользователя. Aroma Shooter (рис. 2) использует твердотельный картридж вместо жидкого или аэрозольного картриджа. Разработчики обещают создать до 100 различных ароматов, начиная от горной свежести, аромата орхидеи, яблока и абрикоса и заканчивая чаем и кофе, но устройство ограничено набором из 6 картриджей и их вариаций ароматов (рис. 2). Во время работы устройство засасывает воздух вокруг, который затем проходит через блоки с картриджами, создавая нужный аромат [1, 2].

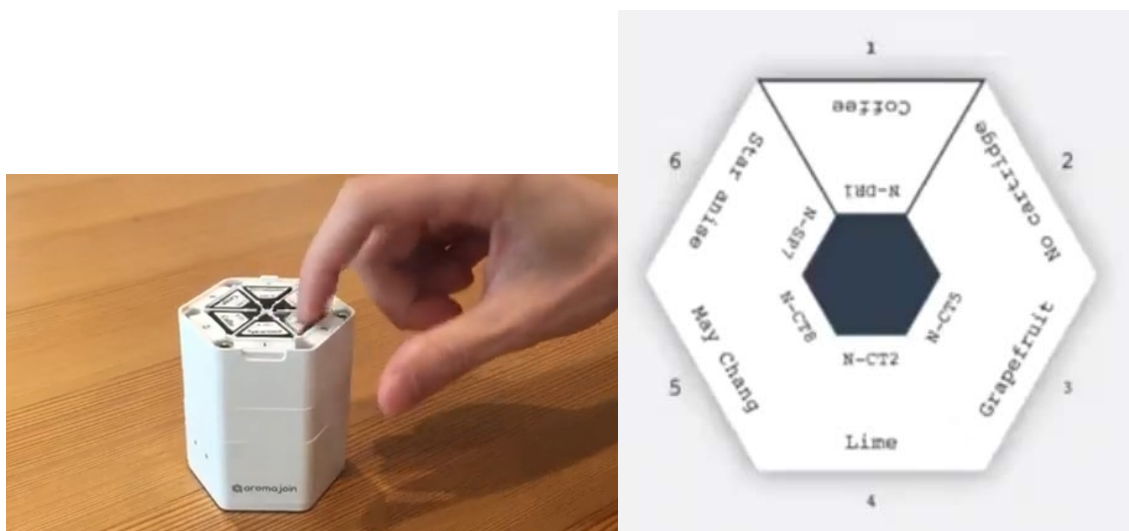


Рис. 2. Устройство Aroma Shooter и расположение ароматов картриджей

Но что, если мы хотим записать и передать запах, а не просто его воспроизвести, то одним из возможных решений для визуализации запахов может стать биоэлектронный нос. Биоэлектронный нос был разработан на основе биологических и электрических систем для имитации обонятельной системы человека. Он состоит из двух частей. Одна из них – биологическая распознающая часть, а другая – небιологическая. Первая играет главную роль в селективности сенсора, а вторая – в его чувствительности. Для разработки биосенсора в качестве первичного преобразователя были использованы различные биологические распознающие части. В качестве небιологической части биосенсора могут быть использованы следующие наноустройства: кварцевый кристалл микробаланса (QCM), поверхностный плазмонный резонанс (SPR), нанопроволока, углеродная нанотрубка, про-

водящая полимерная нанотрубка и графен [3]. Сочетание биологических материалов и наноустройств повысило избирательность и чувствительность биоэлектронного носа. В частности, обонятельный рецептор является полезным биологическим материалом для биоэлектронного носа, поскольку он может выделять целевую молекулу запаха из сложных смесей запахов, и это свойство значительно повышает избирательность биоэлектронного носа [3].

Еще один способ оцифровки запахов – это создание молекулярных карт. Google AI Research представили «основную карту запаха» (POM), которая даёт векторное представление каждой пахучей молекулы в пространстве.

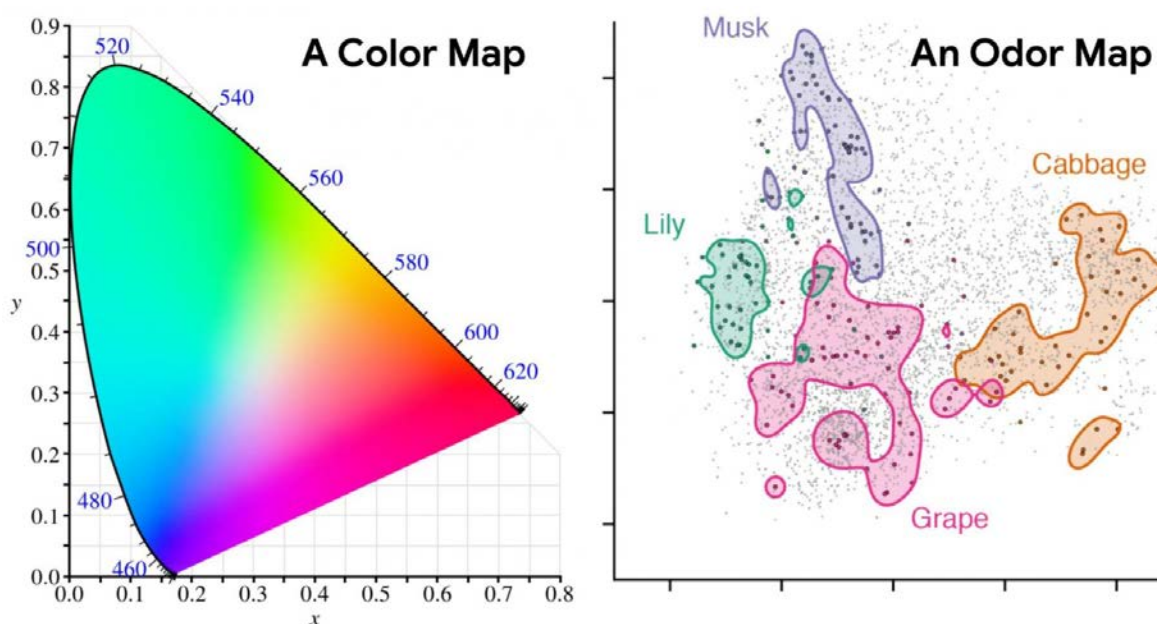


Рис. 3. Треугольник цветности и молекулярная карта запахов

На рис. 3 представлен слева пример карты цветов (CIE 1931), в которой координаты могут быть непосредственно переведены в значения оттенка и насыщенности. Похожие цвета располагаются рядом друг с другом, а определенные длины волн света (и их комбинации) можно определить по их местоположению на карте. Справа: карта основных одорантов, где отдельные молекулы соответствуют точкам (серые), положение которых отражает природу их запаха [4, 5].

Запахи производятся молекулами, которые путешествуют по воздуху. Потенциально существуют миллиарды молекул, которые могут производить запах, поэтому может быть трудно выяснить, какие молекулы ответственны за какие запахи. Молекулярные карты могут решить эту проблему. Их составление затруднено отсутствием хорошей обонятельной «камеры» и обонятельного «монитора».

В 2019 году искусственный интеллект Google разработал модель графической нейронной сети (GNN), которая начала изучать различные примеры молекул запахов и связанные запахи с их первоначальным источником, такие как «мясной», «цветочный» или «запах мяты» [4, 5]. Это необходимо для изучения взаимосвязи между структурой молекулы и ее способностью иметь определенный запах. Пространство встраивания модели содержит векторное представление фиксированной длины каждой молекулы, описывающее ее в терминах запаха, и значения RGB визуальных стимулов, описывающих цвет [4, 5].

РОМ представляет пары одинаково воспринимаемых запахов как близлежащие точки с похожими оттенками [4, 5]. Исследователи демонстрируют, что эту карту можно использовать для предсказания свойств молекул пахучих веществ, понимание этих свойств с фундаментальной биологической точки зрения и для решения глобальных проблем здравоохранения. Карта прошла несколько тестов.

Из представленных выше сведений можно сделать вывод, что процесс изучения передачи запахов не стоит на месте и развивается. На данный момент представлено ни одно дорогостоящее устройство, а также не совсем понятные обычному пользователю, так как они не видят в них необходимости. Но данные устройства могут изменить индустрию виртуального мира, кинематографа и даже игровую индустрию, при помощи добавления дополнительного воздействия на органы чувств человека, в данном случае обоняния.

Список используемых источников

1. The best (and strangest) tech we found at CES 2023 [Электронный ресурс] // The Washington Post: электрон. журн. 2023 URL: <https://www.washingtonpost.com/technology/2023/01/04/ces-2023/> (дата обращения 07.02.2023).
2. PC Gamer: The Global Authority on PC Games [Электронный ресурс] // International media group and digital publisher 2019 URL: <https://www.pcgamer.com/finally-a-device-that-will-let-you-smell-anime/> (дата обращения 06.02.2023).
3. Ko H. J., Park T. H. Bioelectronic nose and its application to smell visualization // J Biol Eng. 2016. Т. 10. № 1. DOI: 10.1186/s13036-016-0041-4.
4. Gerkin, R. C. and Wiltschko, A. B. Digitizing Smell: Using Molecular Maps to Understand Odor. 2022. URL: <https://ai.googleblog.com/2022/09/digitizing-smell-using-molecular-maps.html> (дата обращения 08.02.2023).
5. Lee B. K. & al. A Principal Odor Map Unifies Diverse Tasks in Human Olfactory Perception. Cold Spring Harbor Laboratory, 2022. DOI: 10.1101/2022.09.01.504602.

УДК 621.397
ГРНТИ 47.51.31

О ПРИМЕНЕНИИ ОПТИЧЕСКИХ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ В НОСИМЫХ УСТРОЙСТВАХ

О. В. Головинов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Носимые устройства, такие как часы или наушники, плотно вошли в жизнь людей. Важная функция таких устройств – мониторинг здоровья пользователя. Один из основных источников информации о состоянии здоровья в подобных устройствах – оптические датчики, позволяющие получить информацию о критически важных показателях организма.

носимые устройства, мониторинг состояния здоровья, биометрические датчики.

В последнее десятилетие широкое распространение получили носимые электронные устройства с биометрическими датчиками, обеспечивающими непрерывный мониторинг состояния здоровья пользователя. От года к году такие устройства непрерывно модернизируются, в них добавляется новые функции, а эффективность старых непрерывно повышается.

Одним из основных источников информации в носимых устройствах можно считать оптические датчики. Они позволяют получить фотоплетизмограмму (PPG) – результат отражения оптического излучения от кровеносных сосудов (рис. 1) [1]. Анализируя фотоплетизмограмму можно получить информацию об организме, достаточную для предостережения многих заболеваний. Наиболее распространено получение таких биометрических параметров, как частота сердечных сокращений (ЧСС), артериальное давление, частота дыхания и насыщенность крови кислородом.

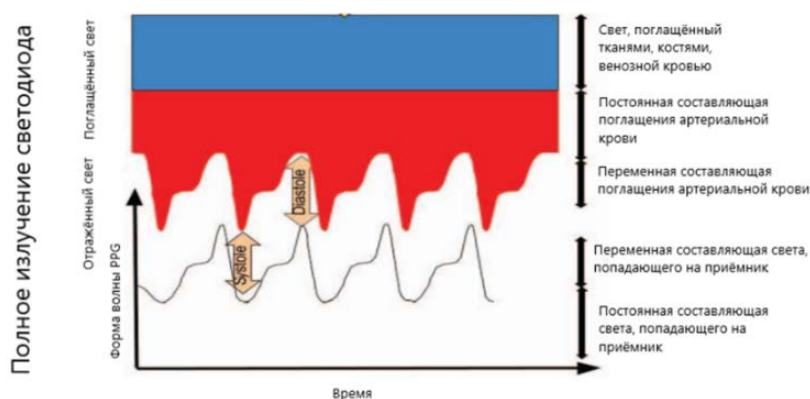


Рис. 1. Форма PPG и свет, поглощаемый тканями

Для получения корректных данных необходимо учесть все возможные помехи, которые могут не только стать причиной ошибок в измерениях, но и привести к полному отсутствию полезного сигнала в конечных данных.

Первое, что нужно учитывать при разработке сенсора – это то, что с оптической точки зрения ткани, в которых происходит распространение света – неоднородная рассеивающая оптическая среда с высоким показателем ослабления. Из этого следует, что свет распространяется в тканях по законам, схожим с теми, по которым свет распространяется в мутной воде. Таким средам, помимо прочего, свойственны высокий коэффициент ослабления, зависящий от длины волны оптического излучения, сильная помеха обратного рассеяния и малое отношение сигнал шум выходного сигнала (рис. 2). Для того, чтобы получить полезный сигнал на приёмнике, свет от источника должен пройти через пять слоёв тканей и отразиться от шестого – внутренней кровяной сетки дермы (рис. 3). В зависимости от того, на какую часть тела крепится датчик, целесообразно применять источники оптического излучения различных длин волн [2].

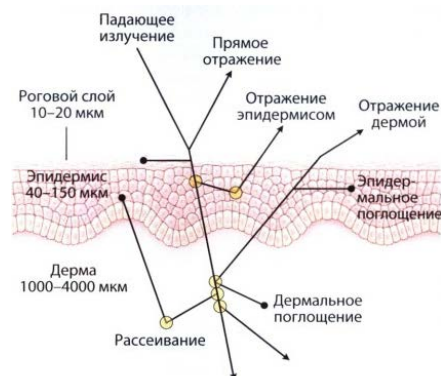


Рис. 2. Модель распространения света в верхних слоях кожи

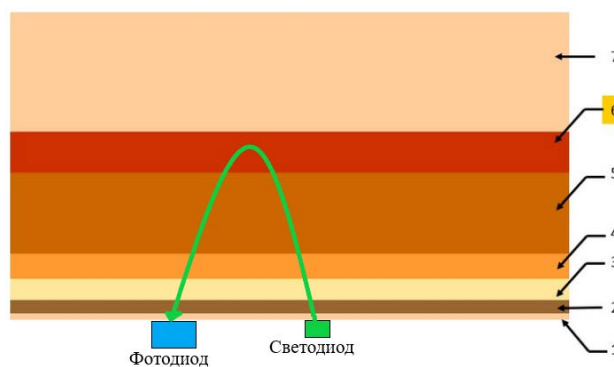


Рис. 3. Модель кожных тканей человека: 1 – роговой слой кожи (*stratum corneum*), 2 – эпидермис (*epidermis*), 3 – папиллярная дерма (*papillary dermis*), 4 – верхняя кровяная сетка дермы, 5 – ретикулярная дерма (*reticular dermis*), 6 – внутренняя кровяная сетка дермы, 7 – подкожная жировая клетчатка

Наибольшее распространение среди носимых устройств с оптическими датчиками получили браслеты и часы, носимые на запястьях. Для такого размещения оптического датчика наиболее распространено применение источников оптического излучения зелёного и красного цветов. Смещение в синюю область спектра приводит к усилению поглощения излучения тканями. При смещении в инфракрасную область спектра характерна повышенная оптическая проницаемость тканей, приводящая к усилению помехи

от попадающего на сенсор света окружающей среды, например солнечного, прошедшего через ткани кожи.

Помимо самой среды распространения существует ряд факторов, осложняющих получение корректных данных от оптического датчика. К таким факторам можно отнести различие в отеках кожи людей, носящих устройство, различную перфузию крови (характеристика кровеносной системы, отвечающая за скорость циркуляции крови в организме) и распределение кровеносных сосудов – характеристики, варьирующиеся от человека к человеку.

Тон кожи влияет на ослабление оптического излучения различных длин волн эпидермисом (верхним слоем кожи). Кожа светлых тонов хорошо пропускает свет зелёной части спектра, а для тёмных тонов лучше подходит красный свет [1]. Наличие татуировок в месте прилегания оптического сенсора к коже зачастую является даже более значительной помехой для получения корректных данных, чем тёмный тон кожи.

Пониженная перфузия крови может являться как следствием нахождения человека в среде с низкой температурой, так и следствием некоторых болезней, при которых не редко применяются специализированные носимые устройства с функциями мониторинга состояния здоровья. Результатом низкой перфузии может стать уменьшение размаха полезного сигнала, или даже его полное исчезновение на фоне шумов.

Все эти факторы сказываются на качестве полученных оптическим датчиком данных и выражаются в изменении формы и размаха PPG. Для уменьшения влияния данных факторов на сигнал разработчики носимых устройств постоянно модернизируют оптические сенсоры.

Если в первых подобных устройствах оптический сенсор представлял собой только один светодиод и один фотодиод, подключённые к специальной микросхеме – драйверу (AFE), то сейчас в передовых устройствах применяются как светодиодные сборки с несколькими диапазонами, так и массивы фотоприёмников, расположенных специальным образом (рис 4). Работа в нескольких диапазонах, сложная геометрия светочувствительных элементов совместно со специализированными алгоритмами селекции полезного сигнала позволяют получить приемлемый результат несмотря на неблагоприятные факторы [3].

Несмотря на значительный прогресс в развитии носимых устройств, достигнутый за сравнительно небольшой период времени, работа над ними не только продолжается, но и привлекают всё больше исследователей [4].



Рис. 4. Расположение оптических элементов датчика на часах Polar Grit X Pro

С одной стороны, сами датчики постоянно модернизируются, идёт непрерывный поиск оптимальной геометрии и диапазонов оптических частот [2]. С другой стороны, компании – производители носимых устройств стремятся объединить свои устройства в своего рода локальную сеть и всё активнее применять их в телемедицине [5].

Список используемых источников

1. Valtteri Seraste Evaluation of Accuracy and Usability of Optical Heart Rate Sensor in Daily Life and Sports // Metropolia Ammattikorkeakoulu, 2016. 76 p.
2. Payal Mohapatra, Preejith S P, Mohanasankar Sivaprakasam A Novel Sensor for Wrist Based Optical Heart Rate Monitor // IEEE, 2017. PP. 1–6.
3. Peter Trattler How to design an optical heart rate sensor into a wearable device's wrist-band // EDN, 2017. PP. 1–6.
4. Joao J. Ferreira Wearable technology and consumer interaction: A systematic review and research agenda // Elsevier Computers in Human Behavior, 2021. PP. 62–71.
5. Liang Gao Wearable human motion posture capture and medical health monitoring based on wireless sensor networks // Elsevier Measurement, 2022. PP. 1–12.

Статья представлена научным руководителем, зав. кафедрой ТВиМ СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом С. Л. Фёдоровым.

УДК 621.397
ГРНТИ 47.51.31

МОБИЛЬНЫЕ СРЕДСТВА ОПЕРАТИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ И ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОРГАНИЗМА

О. В. Головинов, О. В. Украинский

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В последние годы стал крайне актуален вопрос непрерывного мониторинга состояния здоровья человека. Для этой задачи применяются мобильные средства, которые представляют собой как самостоятельные устройства, так и целые системы измерения и визуального контроля основных параметров организма. В статье даётся обзор перспективных исследований, позволяющих повысить эффективность применения устройств оперативного измерения и визуального контроля состояния здоровья.

носимые устройства, мониторинг состояния здоровья, биометрические датчики.

На рынке коммерческий мобильных средств оперативного измерения и визуального контроля основных параметров организма идёт ожесточённая

борьба за потребителя, требующая, чтобы производители не только улучшали существующий функционал устройств, но и добавляли новые функции, которых нет у конкурентов.

Первые подобные устройства умели лишь считать шаги, сейчас же любое подобное устройство последнего поколения может похвастаться не менее чем десятком различных функций мониторинга основных параметров организма. Перечень наиболее популярных функций контроля основных параметров организма приведён в таблице 1 [1].

ТАБЛИЦА 1. Основные функции, представленные в коммерческих носимых устройствах

Контроль активности			Контроль биометрических параметров		
Шаги	Активность	Сон	Сердце	Дыхание	Прочее
Счёт шагов	Вид активности	Длительность сна	ЧСС	Частота дыхания	Кровяное давление
Ритм	Интенсивность активности	Качество сна	ЧСС (интервалы R-R)	Оксигенация организма (SpO2)	Уровень глюкозы
Шагов за день	Длительность	Режимы сна	Вариация ЧСС		Температура кожи
Среднее кол-во шагов в день	Полное время активности	Длительность глубокого сна	Электрокардиограмма (ECG)		Потоотделение
Дистанция	Расход энергии	Длительность лёгкого сна			Электроэнцефалограмма (EEG)
Подъём	Поступление калорий с пищей	Эффективность сна			Электромиограмма (EMG) / Уровень стресса

Важно отметить, что для корректной работы многих функций требуется получать данные от нескольких датчиков, коррелировать эти данные и сверять их с определёнными шаблонами [2].

Помимо приведённых функций, активно ведётся работы по внедрению нового функционала в существующие носимые устройства, а также работы по разработке новых видов коммерческих носимых устройств.

К перспективным функциям можно отнести:

определение аритмии на основании данных электрокардиограммы (ЭКГ) [3];

контроль состояния людей, проходящих восстановление после КОВИД19, основанный на показаниях ЧСС, ЭКГ и насыщенности крови пациента кислородом и данными ИК термометра [3, 4];

внедрение нейронных сетей в носимые устройства для непрерывного контроля за больными, находящимися на стационарном лечении [5].

Среди принципиально новых носимых устройств мониторинга здоровья необходимо упомянуть линзы, позволяющие неинвазивно контролировать уровень глюкозы и холестерина [6, 7].

Несмотря на внушительный набор функций контроля основных параметров организма, носимые устройства в том виде, в котором они сейчас представлены, не позволяют в полной мере применять их в медицине и, в частности, в таком актуальном направлении, как телемедицина. В настоящее время нет систем, позволяющих оперативно передавать показания датчиков, чтобы врачи могли на основании измерений оценивать состояние пациента и принимать решения о необходимости.

Для более полной интеграции средств оперативного измерения и визуального контроля основных параметров организма в сферу здравоохранения, требуется объединить их в определённую локальную сеть, где информация с со всех устройств будет собираться и оперативно передаваться лечащему врачу [8, 9].

При создании такой системы (рис. 1) требуется разработка сразу нескольких уровней сбора и передачи данных от датчиков носимых устройств для передачи этих данных медицинскому персоналу.

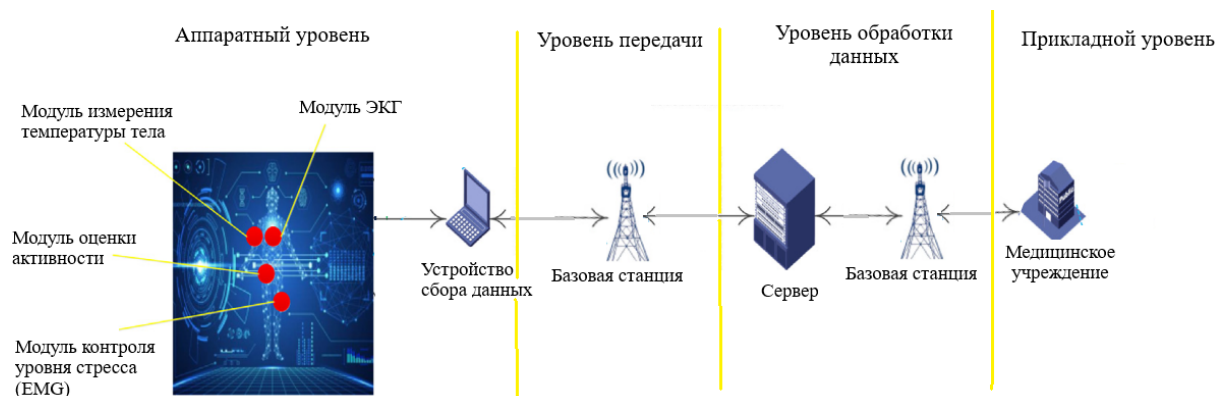


Рис. 1. Схема интеграции носимых устройств в сервис телемедицины

Все средства оперативного измерения основных параметров организма подключаются к устройству сбора данных, на которое они передают собранные биометрические данные. Устройство сбора данных отправляет собранные результаты по доступным ему каналам связи на сервер, где происходит предварительная обработка данных и их визуализация. В конце подготовленные данные отправляются сотрудникам медицинского учреждения для анализа и принятия решений об оказании медицинской помощи [9].

Сфера носимых устройств находится на подъёме. Существует не только стабильно растущий спрос на подобные устройства, но и большое количество научных групп, занимающихся разработкой новых функций [10]. Одни из них находят применение в медицине, другие в пользовательских устройствах. Можно предположить, что в будущем грань между медицинскими устройствами и потребительскими станет менее заметной, и каждый обладатель потребительских мобильных средств оперативного измерения и контроля основных параметров организма сможет получать исчерпывающую информацию о своём здоровье без необходимости посещения медицинских учреждений.

Список используемых источников

1. Rachel C. King Application of data fusion techniques and technologies for wearable health monitoring // Elsevier Medical Engineering and Physics, 2017. PP. 1–12.
2. Adhurim Hajzeraj. A Complete Set-up to Evaluate the Correlation Between Blood Pressure and Pulse Transit Time // International Journal on Advances in Life Sciences, 2018. PP. 65–74.
3. Jing Hua. Direct Arrhythmia Classification from Compressive ECG Signals in Wearable Health Monitoring System // Journal of Circuits, Systems, and Computers, 2018. PP. 1–13.
3. Erik Vavrinsky. The Current State of Optical Sensors in Medical Wearables // MDPI, 2022. PP. 1–41.
4. Ramtanu Mukherjee. Development of a Wearable Remote Cardiac Health Monitoring with Alerting System // Instruments and Experimental Techniques, 2020. PPC. 273–283.
5. Yan Hao Tan. Application of a Machine Learning Algorithms in a Wrist-Wearable Sensor for Patient Health Monitoring during Autonomous Hospital Bed Transport // MDPI, 2021. PP. 1–18.
6. Mengyu Deng. Wearable fluorescent contact lenses for monitoring glucose via a smartphone // Elsevier Sensors and Actuators B: Chemical 2022. PP. 1–12.
7. Hayoung Song. Wireless Non-Invasive Monitoring of Cholesterol Using a Smart Contact Lens // ADVANCED SCIENCE, 2022. PP. 1–11.
8. Xiaoxiang Zhou. Wearable health monitoring system based on human motion state recognition // Elsevier Medical Engineering and Physics, 2020. PP. 62–71.
9. Liang Gao. Wearable human motion posture capture and medical health monitoring based on wireless sensor networks // Elsevier Measurement, 2022. PP. 1–12.
10. Joao J. Ferreira Wearable technology and consumer interaction: A systematic review and research agenda // Elsevier Computers in Human Behavior, 2021. PP. 1–10.

УДК 628.112
ГРНТИ 39.01.05

АНАЛИЗ ШУМОВОГО ЗАГРЯЗНЕНИЯ КАЛИНИНСКОГО РАЙОНА САНКТ-ПЕТЕРБУРГА

Д. В. Горобей, А. В. Куликович, А. Н. Логиновская

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной работе проведен анализ шумового загрязнения территории Калининского района Санкт-Петербурга. Проведены замеры шума по 2419 точкам района с дальнейшим нанесением результатов на карты с использованием ГИС технологий. Выполнен расчет шумозащитных экранов на участках с превышением предельно допустимого уровня звукового давления.

ГИС технологии, шумовое загрязнение, картографирование, шумозащитный экран.

В настоящее время шумовое загрязнение является одним из самых значимых факторов вредного влияния на городскую среду и здоровье человека. Основным источником шума в Калининском районе является железнодорожный и автомобильный транспорт. В районе плотная городская застройка, основные транспортные пути, проходят через территории с жилыми зонами. С каждым годом интенсивность работы транспортной системы и скорость движения транспортных средств возрастают. Анализ шумового загрязнения от транспортных потоков Калининского района является основной частью исследования шумового загрязнения города.

В Калининском районе расположилось достаточно много предприятий, от работы которых также исходит фоновое шумовое загрязнение. Шумовому загрязнению в Калининском районе также способствуют трамвайные пути, они выполнены по старой технологии и не поддаются надлежащему обслуживанию, тем самым доставляя неудобства жителям близлежащих домов. Еще один источник шума в Калининском районе – это железнодорожный транспорт.

Для выполнения замеров в районе исследования были использованы шумомеры DT-8851и ШИ-01В.

Обработка полученных результатов проводилась в геоинформационной системе ArcGIS, а также сопутствующим ей программном обеспечении ArcMap. На карту исследуемого района наносились точки, проведения замеров с координатной привязкой. Всего было взято 2419 точек по Калининскому району Санкт-Петербурга, в каждой из которых были проведены замеры шума (рис. 1).



Рис. 1. Карта расположения точек замеров со значениями ДБА
в Калининском районе Санкт-Петербурга

Далее выполнена карта с интерполяцией растра, для более явной визуализации (рис. 2).

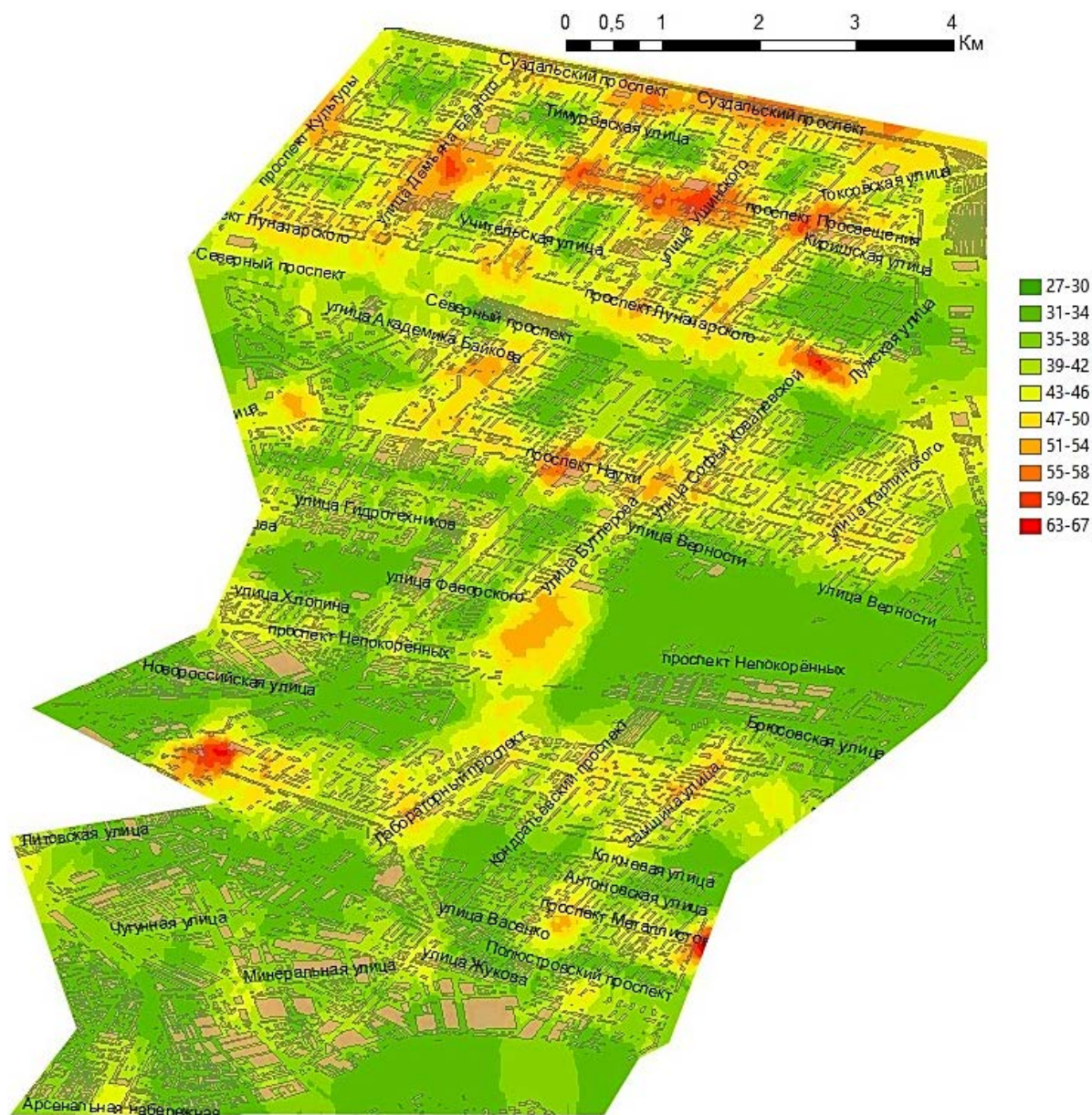


Рис. 2. Карта интерполяции растра методом ОВР с шагом 3ДБА в Калининском районе Санкт-Петербурга, ДБА

Исходя из полученных данных, было выявлено превышение допустимого уровня шума в 14 точках, где основными источниками шума являются: заводы, железнодорожные пути, транспортный поток (табл. 1, см. ниже).

Из полученных замеров уровня шума и построенных карт, видно, что наибольший показатель уровня шума находится на Северо-Востоке Калининского района (перекресток пересечения улиц Гражданский проспект и проспект Просвещения) и равно 67 ДБА.

Наименьший показатель уровня шума зарегистрирован на Пискаревском мемориальном Кладбище в центре и равен 27 ДБА. Средний показатель уровня шума по Калининскому району получился 45,9 ДБА и он не превышает допустимый уровень шума (55ДБА). В соответствии со СНИП

23-03-2003 [1, 2], предельно допустимая норма шума 55 ДБА – днем и 45 ДБА – ночью.

ТАБЛИЦА 1. Основные источники шума в Калининском районе Санкт-Петербурга

Места измерений	Значения, ДБА	Заводы рядом	Железнодорожные пути	Транспортный поток
Арсенальная наб., д. 13, корп. 1 (вдоль дороги)	57	«Ленпромуплотнение»		+
У Финляндского вокзала (вдоль дороги)	56		+	
Перекресток Пискаревский пр. – пр. Металлистов	63			+
Перекресток Пр. Маршала Блюхера – Кушелевская дорога	65			+
Перекресток Замшина ул. – Бестужевская ул.	56			+
Ст. метро Академическая (перекресток)	58	«Лабрадор»; «Мемориал»	+	+
Пр. Науки, д. 30, корп. 1 (вдоль дороги)	56		+	+
Пр. Луначарского, д. 110 (вдоль дороги)	61			+
Ст. метро Гражданский проспект (перекресток)	56	«Невский завод Трубодеталь»; «Красный пресс»	+	+
Суздальский пр., д. 109 (вдоль дороги)	59		+	
Светлановский пр., д. 103 (вдоль дороги)	57			+
Пр. Просвещения, д. 87 (вдоль дороги)	59		+	+
Пр. Просвещения, д. 86, корп. 1 (перекресток)	67		+	+
Суздальский пр., д. 77, корп. 1 (вдоль дороги)	60		+	

Для расчета шумозащитных экранов были проведены дополнительные замеры спектра шума при помощи прибора ШИ–01В. По результатам расчета из 14 точек с превышением ПДУ шума, шумозащитный экран необходимо установить на улице проспект Луначарского 110 (рис. 3).

Шумозащитный экран целесообразен, так как исходный уровень шума по некоторым частотам превышает допустимый на 7–9 Дб. Экран эффективен, так как спектр шума стал ниже допустимого.

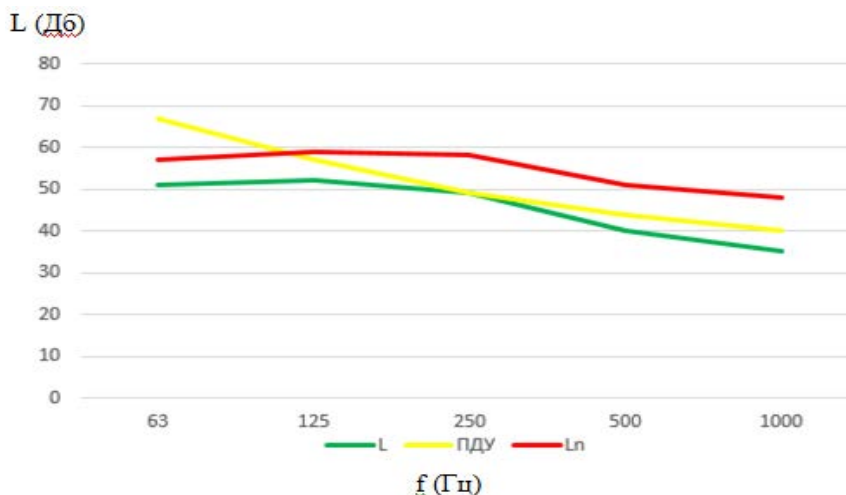


Рис. 3. Диаграмма спектра шума (проспект Луначарского 110).
Верхний спектр показывает уровень шума в расчетной точке от источника шума (L_n);
средний – допустимый уровень шума для жилой территории (ПДУ); нижний –
уровень шума в расчетной точке с учетом шумозащитного экрана (L)

Список используемых источников

1. СНиП 23-03-2003 с СП 51.13330.2011. Система нормативных документов в строительстве. Защита от шума: приняты и введены в действие Постановлением Госстроя России от 30.06.2003 № 136 [Электронный ресурс] // Техэксперт: [сайт]. URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200035251> (дата обращения 13.05.2022).

2. СанПиН 2.1.2.2645-10. Санитарно-эпидемиологические требования к условиям проживания в жилых зданиях и помещениях. М. : Федеральный центр гигиены и эпидемиологии Роспотребнадзора, 2010. 27 с.

УДК 621.396.2
ГРНТИ 49.43.29

АЛГОРИТМ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

И. А. Горобцов, Е. А. Исупова, Д. И. Кирик, Т. С. Косицына

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье представлена методика синтеза алгоритмов приема цифровых сигналов в каналах радиосвязи с рассеянием и межсимвольными искажениями при комплексном воздействии сосредоточенных, импульсных и флуктуационных помех и с адаптацией по структуре и параметрам многолучевости.

демодулятор, алгоритм приема сигналов, помехоустойчивость.

Вопросы разработки высокоскоростных цифровых модемов УКВ-связи, помехоустойчивых в условиях комплексного воздействия сосредоточенных, флуктуационных и импульсных помех, являются весьма актуальными. Многолучевость, характерная для канала УКВ-диапазона, при которой количество лучей и их интенсивности непрерывно меняются, приводит к появлению межсимвольных искажений, устранение которых при обработке очередной информационной посылки требует учета $B = \tau_m V$ (τ_m – интервал многолучевости, V – скорость передачи) соседних информационных посылок. В этих условиях для синтеза реализуемых структур модемов целесообразно перейти к задаче оценивания B информационной посылки с последующей дискретизацией решений.

В статье рассмотрен алгоритм приема с поэлементным принятием решений, в котором интервал анализа равен длительности памяти канала, т. е. $T_a = BT$ (T – длительность информационной посылки), а принятие решений осуществляется поэлементно. Аналогично может производиться прием блока из R символов ($R > 1$).

Принятая смесь с учетом дискретизации в моменты t_k ($t_k - t_{k-1} = \Delta$) на интервале, равном длительности памяти канала $t_k \in [d(1)T, d(B)T]$ описывается в виде:

$$y(t_k) = S(t_k, \vec{\lambda}_k, \vec{\theta}_k) + P(t_k, \vec{\lambda}_{pk}) + \xi(t_k), \quad (1)$$

где $S(t_k, \vec{\lambda}_k, \vec{\theta}_k)$ – отсчеты сигнала, зависящие от вектора неинформационных параметров $\vec{\lambda}_k$ и от вектора информационных дискретных параметров $\vec{\theta}_k = \{\theta_k[d]\}$ размерностью $B \times 1$, где d – номер тактового интервала, принимающий значения $d(1), \dots, d(B)$, $P(t_k, \vec{\lambda}_{pk})$ – совокупность сосредоточенных помех, $\xi(t_k)$ – отсчеты совокупности флуктуационных и импульсных помех.

Отсчеты сигнала можно определить по формуле:

$$S(t_k, \vec{\lambda}_k, \vec{\theta}_k) = \sum_{i=1}^L \sum_{d=d(1)}^{d(B)} \gamma_i g_i^d(t_k - dT - t^i) S_i(t_k - dT - \tau_k(i), \vec{\lambda}_k(i), \theta_k(d)), \quad (2)$$

где γ_i – индикаторная переменная, принимающая значения 1 или 0 в зависимости наличия или отсутствия i -го луча; L – число лучей; $S_i(\cdot)$ – сигнал i -го луча на тактовом интервале с номером d , $\tau_k(i)$ – временная задержка границ указанного тактового интервала, $\theta_k(d)$ – дискретный параметр сигнала; $g_i^d(\cdot)$ – стробирующая функция, принимающая для i -го луча значение 1 на тактовом интервале с номером d и 0 – вне этого интервала; t^i – временная задержка i -й СФ; $\vec{\lambda}_k(i)$ – вектор переменных параметров сигнала на i -м луче на k -м шаге фильтрации, удовлетворяющий рекуррентному уравнению:

$$\vec{\lambda}_{S(k+1)} = \vec{\Phi}_i(\vec{\lambda}_{Sk}(i), k) + \Gamma_i \vec{N}_k(i), \quad (3)$$

где $\vec{\lambda}_{sk}(i)$ – вектор-столбец размером $n_1 \times 1$; $\vec{\Phi}_i(\cdot)$ – вектор-функция $n_1 \times 1$; Γ_i – матрица $n_1 \times n_3$, $\vec{N}_k(i)$ – вектор-столбец $n_3 \times 1$ гауссовых случайных величин.

Вектор параметров помехи $\vec{\lambda}_{pk}$ размером $n_3 \times 1$ определяется рекуррентным уравнением:

$$\vec{\lambda}_{p(k+1)} = \vec{\Phi}(\vec{\lambda}_{pk}^*, k) + \Gamma_p \vec{N}_k, \quad (4)$$

где $\vec{\Phi}(\cdot)$ – вектор-функция размером $n_3 \times 1$; \vec{N}_k – вектор-столбец $n_3 \times 1$ гауссовых случайных величин; Γ_i – матрица размером $n_3 \times n_4$.

Будем считать, что компоненты вектора $\vec{\theta}_k = \{\theta_k[d(m)]\}$, где m фиксирована, изменяются непрерывно, а их дискретный характер учтем [1] с помощью ограничения:

$$W(\vec{\theta}_k, k) = \sum_{d=d(1)}^{d(\beta)} \{\theta_k^2(d) - 1\}^2 = 0. \quad (5)$$

Уравнение (5), дающее априорные сведения о дискретном параметре при получении уравнений фильтрации для непрерывных и дискретного параметров, может быть представлено с помощью численных методов его решения в виде:

$$\vec{\theta}_{k+1} = \vec{\theta}_k + r_k \nabla_{\theta} W(\vec{\theta}_k, k), \quad (6)$$

где

$$\nabla_{\theta} W(\vec{\theta}_k, k) = \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta d(m)} W(\vec{\theta}_k, k) \right\} = \{4[\theta_k^2[d(m)] - 1] \times \theta_k[d(m)]\},$$

$$m = \overline{1, B},$$

а параметр r_k (отсчеты комплексной огибающей импульсной реакции) заранее известен.

Введя обозначение:

$$\vec{\Phi}_{\theta}(\vec{\theta}_k, k) = \{\theta_k[d(m)] + 4r_k [[\theta_k^2[d(m)] - 1] \theta_k[d(m)]\},$$

где $d = \overline{1, B}$, перепишем (6):

$$\vec{\theta}_{k+1} = \vec{\Phi}_{\theta}[\theta_k[d(m)], k]. \quad (7)$$

С учетом (3), (4), (7) имеем следующие рекуррентные уравнения фильтрации:

– для вектора оценок непрерывных параметров сигнала для i -го луча:

$$\vec{\lambda}_{s(k+1)}^* = \vec{\Phi}[\vec{\lambda}_{sk}^*(i), k] + F(u_{k+1}) \left[\sum_{q=1} \mathbf{K}(k+1, i, q) \times \right. \\ \left. \times \vec{\nabla}_{\lambda(q)} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \mathbf{K}^{\lambda_s \theta}(k+1, i) \vec{\nabla}_{\theta} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \\
 & + \mathbf{K}^{s \lambda_p}(k+1, i) \vec{\nabla}_{\lambda_p} P(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0),
 \end{aligned} \tag{8}$$

где $i = \overline{1, L}$;

– для вектора оценок дискретного параметра сигнала:

$$\begin{aligned}
 \vec{\theta}_{k+1}^*(i) = & \vec{\Phi}_{\theta}(\vec{\theta}_k^*, k) + F(u_{k+1}) [\mathbf{K}_{k+1}^{\theta \lambda_s} \vec{\nabla}_{\lambda_s} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \\
 & + \mathbf{K}_{k+1}^{\theta \theta} \vec{\nabla}_{\theta} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \mathbf{K}_{k+1}^{\theta \lambda_p} \vec{\nabla}_{\lambda_p} P(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0)];
 \end{aligned} \tag{9}$$

– для вектора оценок параметров помехи:

$$\begin{aligned}
 \vec{\lambda}_{p(k+1)}^*(i) = & \vec{\Phi}[\vec{\lambda}_{pk}^*, k] + F(u_{k+1}) [\mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p \lambda_s} \vec{\nabla}_{\lambda_s} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \\
 & + \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p \theta} \vec{\nabla}_{\theta} S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) + \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p \lambda_p} \vec{\nabla}_{\lambda_p} P(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0)];
 \end{aligned} \tag{10}$$

– для матрицы апостериорных кумулянтов:

$$\mathbf{K}_{k+1} = \{ \mathbf{Q}_k^{-1} - \vec{\nabla}_{\vec{x}}^2 \Psi(y_{k+1}, x_{k+1}^0) \}^{-1}. \tag{11}$$

Начальные условия при $k = 0$ для уравнений (8)-(11) выбираются нулевыми. При фильтрации по уравнению (9) начало и окончание обработки компоненты вектора $\vec{\theta}$ в канале с номером $d(m)$ соответствуют шагам фильтрации $k = k_1(m)$ и $k = k_2(m)$. Эти значения определяются на основании временного положения стробирующих функций, вырабатываемых в блоке адаптации. Начальные условия при $k = k_1(m)$ нулевые, т. е.

$$\theta_{n_1(m)}^*[d(m)] = 0, \tag{12}$$

где $m = \overline{1, B}$.

После оценки дискретного параметра на интервале многолучевости при $k = k_2(m)$ производится дискретизация решений по правилу [2]:

$$\hat{\theta}_{n_2(m)}[d(m)] = \text{sign} \theta_{n_2(m)}^*[d(m)]. \tag{13}$$

Размерность составного вектора $\vec{\lambda}_{s(k+1)}^* = \{ \lambda_{s(k+1)}(i) \}$, где $i = \overline{1, L}$, L – количество лучей, составляет $n_3 = rL$.

В уравнениях (8)–(10) через U_{k+1} обозначено:

$$u_{k+1} = y_{k+1} - S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0) - P(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0). \tag{14}$$

здесь $\vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0, \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0$ – векторы предварительных оценок на $(k+1)$ -м шаге фильтрации непрерывных и дискретного параметра сигнала, а также параметров помех соответственно. С учетом (3), (4), (7) имеют вид:

$$\begin{aligned}\vec{\lambda}_{s(k+1)}^0 &= \{\vec{\lambda}_{s(k+1)}^0(i)\}, \quad \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0(i) = \vec{\Phi}\{\vec{\lambda}_{sk}^*(i), k\}; \\ \vec{\theta}_{k+1}^0 &= \vec{\Phi}_\theta(\vec{\theta}_k, k), \quad \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0 = \vec{\Phi}_p(\vec{\lambda}_{pk}^*, k).\end{aligned}\quad (15)$$

В (14) $S(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{s(k+1)}^0, \vec{\theta}_{k+1}^0)$ и $P(t_{k+1}, \vec{\lambda}_{p(k+1)}^0)$ – многолучевой сигнал и помеха, в которые подставлены предварительные оценки из (15). В выражениях (8)–(10) приняты обозначения $F(u_{k+1}) = -\frac{d\Psi(u_{k+1})}{du_{k+1}}$, где $\Psi(u_{k+1}) = \ln\rho^*(u_{k+1})$, и использованы составляющие блочной матрицы кумулянтов:

$$\mathbf{K}_{k+1} = \begin{pmatrix} \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_s\lambda_s} & \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_s\theta} & \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_s\lambda_p} \\ \mathbf{K}_{k+1}^{\theta\lambda_s} & \mathbf{K}_{k+1}^{\theta\theta} & \mathbf{K}_{k+1}^{\theta\lambda_p} \\ \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p\lambda_s} & \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p\theta} & \mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_p\lambda_p} \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Представим $\mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_s\lambda_s}$ блочной матрицей вида $\mathbf{K}_{k+1}^{\lambda_s\lambda_s} = \{\mathbf{K}(k+1), p, q\}$, где p – номер строки, а q – номер столбца матрицы; $p, q = \overline{1, L}$.

Матрица $\mathbf{K}(k+1), p, q$ равна:

$$\mathbf{K}(k+1), p, q = M \left\{ \varepsilon_{\lambda_{si}(k+1)}(p) \varepsilon_{\lambda_{sj}(k+1)}(q) \right\}, \quad i, j = \overline{1, r},$$

где

$$\varepsilon_{\lambda_{si}(k+1)}(p) = \left\{ \left[\lambda_{si}(k+1)(p) - \lambda_{si}(k+1)(p) \right]^2 \right\} -$$

вектор столбец квадратов ошибок оценок параметров сигнала на $(k+1)$ -м шаге фильтрации p -го луча.

Уравнение для оценки векторов $\vec{\Gamma}, \vec{t}$. В силу независимости отсчетов помехи (при l отсчетах) в моменты времени $t(rn)$, где $r = 1, 2, \dots, l$, запишем функцию правдоподобия в виде:

$$L(\vec{t}, \vec{\Gamma}) = \prod_{r=1}^l \rho^* \left[y(t_{rn}) - S(t_{rn}, \vec{t}(rn), \vec{\Gamma}(rn), \vec{\lambda}_{sr}, \vec{\theta}_{rn}) - P(t_{rn}, \vec{\lambda}_{prn}) \right].$$

После логарифмирования левой и правой частей этого уравнения и замены значения параметров $\vec{\lambda}_{srn}, \vec{\theta}_{rn}$ их предварительными оценками $\vec{\lambda}_{s(rn-1)}^0, \vec{\theta}_{rn-1}^0$, разделив обе части получившегося выражения на l , с учетом обозначения $\Psi(u_{k+1}) = \ln\rho^*(u_{k+1})$ имеем:

$$\begin{aligned}\hat{J}_l(\vec{t}, \vec{\Gamma}) &= \frac{1}{l} \sum_{r=1}^l \Psi(u_{rn}) = \\ &= \frac{1}{l} \sum_{r=1}^l \Psi \left[y_{rn} - S(t_{rn}, \vec{t}(rn), \vec{\Gamma}(rn), \vec{\lambda}_{sr}, \vec{\theta}_{rn}) - P(t_{rn}, \vec{\lambda}_{prn}) \right].\end{aligned}\quad (17)$$

Это выражение можно рассматривать как некоторый эмпирический функционал от \vec{t} и $\vec{\Gamma}$. Используя (17), а также метод стохастической аппроксимации [3, 4], получим рекуррентный алгоритм для оценок векторов $\vec{t}^*(l), \vec{\Gamma}^*(l)$ на l -м шаге фильтрации:

$$\vec{t}^*(l) = \vec{t}^*(l-1) - K_1(l)F(u_{ln})\vec{\nabla}_t S(t_{rn}, \vec{t}^*(l-1), \vec{\Gamma}^*(l-1), \vec{\lambda}_{sln}^0, \vec{\theta}_{ln}^0), \quad (18)$$

$$\vec{\Gamma}^*(l) = \vec{\Gamma}^*(l-1) - K_1(l)F(u_{ln})\vec{\nabla}_{\vec{\Gamma}} S(t_{rn}, \vec{t}^*(l-1), \vec{\Gamma}^*(l-1), \vec{\lambda}_{sln}^0, \vec{\theta}_{ln}^0). \quad (19)$$

здесь $\vec{\nabla}_t S(\cdot), \vec{\nabla}_{\vec{\Gamma}} S(\cdot)$ – градиенты сигнала $S(t, \vec{\Gamma}, \vec{t}, \vec{\lambda}_s, \vec{\theta})$ по векторам \vec{t} и $\vec{\Gamma}$ в точке предварительной оценки $\vec{\lambda}_{sln}^0, \vec{\theta}_{ln}^0$ при $\vec{t} = \vec{t}^*(l-1)$ и $\vec{\Gamma} = \vec{\Gamma}^*(l-1)$, являющегося векторами-столбцами размерностью $L \times 1$ с элементами:

$$\frac{\partial S(t_{rn}, \vec{t}^*(l-1), \vec{\Gamma}^*(l-1), \vec{\lambda}_{sln}^0, \vec{\theta}_{ln}^0)}{\partial t^q},$$

$$\frac{\partial S(t_{rn}, \vec{t}^*(l-1), \vec{\Gamma}^*(l-1), \vec{\lambda}_{sln}^0, \vec{\theta}_{ln}^0)}{\partial \gamma_q},$$

где $q = \overline{1, L}$.

Определив казанные градиенты и с учетом (2), (18) и (19) примут вид:

$$\begin{aligned} \vec{t}_q^*(l) &= \vec{t}_q^*(l-1) - K_1(l)F(u_{ln}) \times \\ &\times \sum_{d=d(m)}^{d(m)+B} \gamma_q^*(l-1) \frac{\partial g_q^d(t_{ln} - dT - \vec{t}_q^*(l-1))}{\partial t^q} \times \\ &\times S_q(t_{ln} - dT - \vec{t}_q^*(l-1), \vec{\theta}_{ln}^0); \\ \gamma_q^*(l) &= \gamma_q^*(l-1) - K_2(l)F(u_{ln}) \times \\ &\times \sum_{d=d(m)}^{d(m)+B} g_q(t_{ln} - dT - \vec{t}_q^*(l-1)) S_q(t_{ln} - dT - \vec{t}_q^*(l-1), \vec{\theta}_{ln}^0), \end{aligned} \quad (20)$$

где $q = \overline{1, L}$, а $K_1(l), K_2(l)$ – коэффициенты усиления, в общем случае зависящие от l и выбранные известным в теории стохастической аппроксимации [1] способом. Для упрощения их можно взять постоянными со значениями, обусловленными требованиями к скорости процесса адаптации.

Соотношения (8)–(13), (20), (21) образуют алгоритм приема в целом цифровых сигналов с поэлементным принятием решения и оценкой структуры многолучевости в канале с дискретной многолучевостью при комплексном воздействии сосредоточенных, импульсных и флуктуационных помех. Его можно отнести к робастно-компенсационным алгоритмам: подавление сосредоточенных помех осуществляется методом их оценки и компенсации, а импульсных – нелинейным преобразованием невязок измерений.

Список используемых источников

1. Туркин А. И., Семашко А. В. Оценка задержки кодированного псевдослучайного сигнала // Повышение помехоустойчивости радиоэлектронных систем и устройств. Горький : Изд. ГПИ им. А. А. Жданова. 1985. № 4. С. 12–19.
2. Чесноков М. Н. Современные методы приема цифровых сигналов в линиях радиосвязи. ВАС, 1988. 192 с.
3. Фомин А. Ф., Ваванов Ю. В. Помехоустойчивость систем железнодорожной радиосвязи. М. : Транспорт, 1987. 295 с.
4. Цыпкин Я. З. Адаптация и обучение в автоматических системах. М. : Наука, 1986. 400 с.

УДК 621.397.7-182.3
ГРНТИ 47.51.31

СИСТЕМА ВИДЕОКОНТРОЛЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

А. А. Горынцев, О. В. Украинский

ООО «МОРТЕХ»

Задача контроля и предотвращения аварийных ситуаций на промышленных предприятиях в настоящее время является исключительно актуальной, она используется на объектах военного и гражданского назначения. Однако для реализации большей части такой аппаратуры требуется оборудование зарубежных компаний. Это обстоятельство заставляет интенсифицировать разработку отечественной техники в рамках программы импортозамещения. При этом наиболее информативным способом контроля аварийных и предаварийных ситуаций является визуальный контроль с применением инфо- и видеокоммуникационных технологий, поэтому в докладе рассматриваются два варианта системы осуществления видеоконтроля, излагается принцип работы делается вывод о практическом применении.

видеоаналитика, система, аварийная ситуация, контроль доступа.

В последнее время значительно выросло и продолжает расти количество технически сложных объектов на промышленных предприятиях, использующих среди прочего современные информационные технологии и нуждающиеся в постоянном наблюдении и контроле с целью предотвращения аварийных и предаварийных ситуаций. Очевидно, что, с целью снижения эксплуатационных расходов на содержание таких объектов, задачи контроля работы и обеспечения безопасности всё чаще решаются не персоналом, а автоматикой, с применением соответствующей техники, основанной на методах видеоаналитики, искусственного интеллекта, и т. д.

Основные угрозы на объекте можно разделить на два вида:

- техногенная авария;
- акты вандализма и терроризма.

Техногенная авария

Происшествия, называемые техногенной аварией, являются актами, включающими преднамеренное участие человека в причинении материального ущерба, угрозе жизни и здоровью человека [1].

На объекте техногенная авария, в основном, это:

- пожар (взрыв);
- разлив Аварийно-химически опасных веществ;
- внезапное обрушение конструкций.

Акты вандализма и терроризма

В качестве человеческих угроз на объекте основными нештатными ситуациями является несанкционированный доступ разного круга лиц на объект с целью нанесения ущерба [2].

Основными причинами данных происшествий на объекте являются:

- Отсутствие круглосуточного мониторинга ситуации на всем пространстве объекта.
- Бесконтрольный допуск на территорию объекта.

Для предотвращения данных угроз необходимы системы видеоаналитики, которые:

- 1) Связаны с обнаружением и оповещением о нештатных техногенных ситуациях на объекте.
- 2) Связаны с контролем поведения персонала, а также его допуску на соответствующую часть объекта.

Разработка и создание таких систем является наиболее востребованным направлением работы. Также следует понимать, что информирование о нештатных ситуациях должно происходить в реальном времени [3].

Система «Автоматического обнаружения нештатных ситуаций»

С целью экспериментальной проверки возможности обнаружения аварийной ситуации и передачи аварийного сигнала по каналу мобильной связи была смоделирована и испытана экспериментальная система автоматического обнаружения нештатных ситуаций (АОВС) (рис. 1), состоящая из камерного блока, блока питания и блока передачи данных.

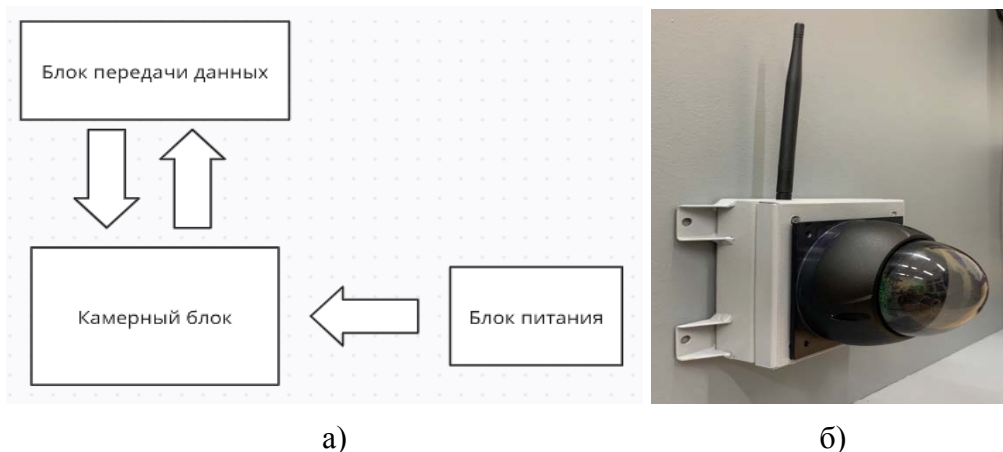


Рис. 1. Система АОВС: а) структурная схема, б) внешний вид

Основной составляющей системы АОВС является камерный блок, оснащенный системой видеоаналитики. Основными его функциями являются: обнаружение аварийной ситуации, формирование сигнала тревоги, а также видеофиксация инцидента в виде записи в видеоархив, в котором сохраняется информация о времени, месте и типе аварийной ситуации. Помимо этого, осуществляется передача информации, в том числе и видео, по каналу связи. Блок передачи данных осуществляет передачу видео- и текстовой информации на удаленное рабочее место по каналу 4G/LTE в реальном времени, а также позволяет удаленно управлять отдельными функциями [4].

В результате работы системы АОВС были получены изображения с периферийного устройства, соединённого с экспериментальной системой мобильной связью, а именно – результаты фиксации перемещения объектов, а также фиксации аварийной ситуации при обнаружении открытого огня (рис. 2).



Рис. 2. Фиксация обнаружения перемещения: а) предмета, б) пламени

Система «Контроля доступа»

Система «Контроля доступа» (КД) предназначена для осуществления контроля прохода в помещение сотрудников при наличии электронного пропуска.

С целью экспериментальной проверки возможности контроля прохода сотрудников в помещение при наличии электронного пропуска, а также информирования по каналу мобильной связи о факте прохода, была смоделирована и испытана экспериментальная система контроля доступа (рис. 3), состоящая из камерного блока, блока питания, блока передачи данных и считывателя.

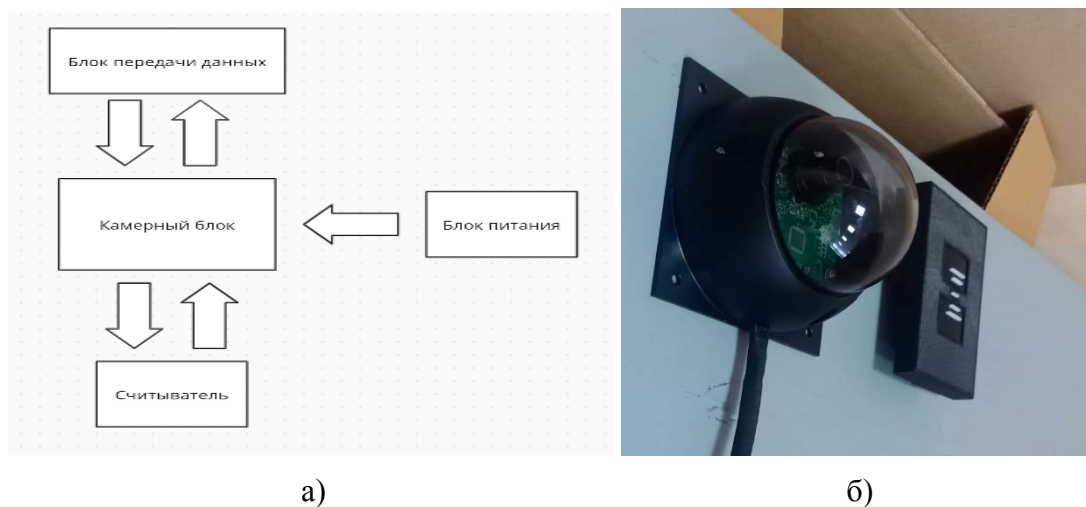


Рис. 3. Система КД: а) структурная схема, б) внешний вид

Основной составляющей системы КД является камерный блок, содержащий видеокамеру. Таким образом, в отличие от обычной системы обнаружения аварийной ситуации, он производит регистрацию лица, а также внешнего вида человека, пытающегося пройти на объект. При видеофиксации прошедшего человека камерный блок автоматически формирует сигнал тревоги и сохраняет видеофайл с отметкой времени и даты прохода. Считыватель представляет собой терминал для электронных пропусков, позволяющих системе определить право данного сотрудника-находиться на территории ограниченного допуска. Считыватель формирует полученную с пропуска информацию и передает ее по каналу двусторонней связи для проверки подлинности. Блок передачи данных осуществляет передачу видео- и текстовой информации на удаленное рабочее место по каналу 4G/LTE в реальном времени, а также позволяет удаленно управлять отдельными функциями [4].

В результате работы экспериментальной системы КД были получены изображения с периферийного мобильного устройства, соединённого с экспериментальной системой, а именно результаты фиксации лица, а также

предоставления допуска работнику по предъявленной им смарт-карте с RFID Меткой (рис. 4).

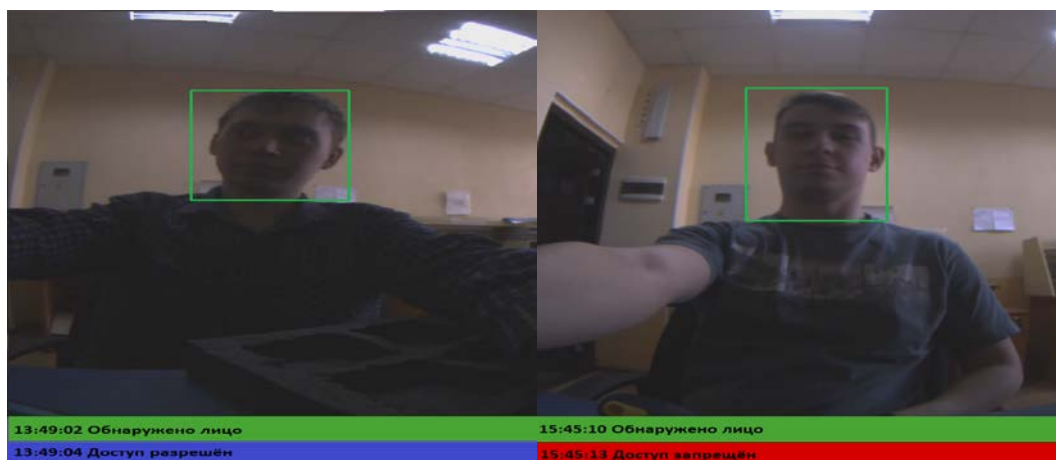


Рис. 4 Контроль доступа сотрудников на территорию

В ходе проведенной экспериментальной проверки были проведены успешные испытания работоспособности рассмотренных систем. Периферийное устройство успешно принимало видеопоток данных, фиксировало реакцию каждой системы на происшествие, а также имелась возможность дистанционного управления процессом контроля в экспериментальной системе.

Проведенный эксперимент позволил также выявить особенности работы программного обеспечения. Например, была выявлена задержка видеопотока и реакции на команды с периферийного устройства. В ходе исследования было выяснено, что обнаруженная задержка связана со временем, необходимым для работы программного обеспечения по заданному алгоритму, а также со временем передачи информации по сети мобильной связи.

Проведенный эксперимент показал целесообразность применения канала мобильной связи для оповещения персонала. Такой метод оповещения следует считать перспективным для использования на большинстве промышленных объектов, на которых контроль безопасности осуществляется с минимальным присутствием персонала.

Список используемых источников

1. Умалатов И. О., Анисимов С. Ю. Причины техногенных аварий их виды и меры по предупреждению [Электронный ресурс] // Проблемы обеспечения безопасности при ликвидации последствий чрезвычайных ситуаций, 2015 URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/prichiny-tehnogennyh-avariy-ih-vidy-i-mery-po-preduprezhdeniyu> (дата обращения 12.01.2023).

2. Магомедова Э. А. Причины развития современного терроризма // Молодой ученый. 2018. № 43 (229). С. 127–129.

3. Горынцев А. А. Применение средств видеоаналитики в интерфейсе систем управления судовой аппаратурой : дис. Магистр : 13.01.23 / Горынцев Андрей Арсеньевич СПб., 2022.

4. Сайт компании «МОРТЕХ», каталог. URL: <https://morth.ru/catalog/> (дата обращения 14.01.2023).

УДК 504.06. (004)
ГРНТИ 87.53.13

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПРОЕКТ «ЭКОЛОГИЯ» И ПРОБЛЕМЫ ЦИФРОВИЗАЦИИ

К. Б. Греков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Приведен анализ Стратегии цифровой трансформации отрасли экологии и природопользования, подготовленной Министерством природных ресурсов и экологии Российской Федерации, а также разработок различных министерств, ведомств, региональных органов государственной власти. Выявлены важнейшие направления эффективного развития экологической отрасли с точки зрения «цифровой трансформации», наиболее значимые первоочередные задачи, на решение которых нацелены федеральные и региональные проекты (в рамках национального проекта «Экология»). Определены проблемы «цифровой трансформации» отрасли, среди которых следует выделить как организационно-технические, так и носящие структурный, системный характер.

национальный проект «Экология», цифровая трансформация, проблемы цифровизации.

Реализация национального проекта «Экология» осуществляется во исполнение Указа Президента Российской Федерации от 7 мая 2018 года № 204 «О национальных целях и стратегических задачах развития Российской Федерации на период до 2024 года». Национальный проект «Экология» способствует достижению одной из национальных целей развития Российской Федерации на период до 2030 года, определенных в Указе Президента Российской Федерации от 21 июля 2020 года № 474, – комфортная и безопасная среда. В этом же Указе отмечено, что в качестве одного из целевых показателей национальной цели «цифровая трансформация» указано достижение «цифровой зрелости» ключевых отраслей экономики и социальной сферы. При этом в рамках «цифровой трансформации» «Экология и природопользование» стала рассматриваться в качестве отдельной отрасли.

В соответствии с паспортом национального проекта «Экология» [1] в его состав включены такие федеральные проекты как «Экомониторинг»,

«Комплексная система обращения с твердыми коммунальными отходами», «Инфраструктура для обращения с отходами I–II классов опасности», «Чистая страна», «Чистый воздух», «Чистая вода», «Оздоровление Волги», «Сохранение озера Байкал», «Сохранение уникальных водных объектов», «Сохранение лесов», «Сохранение биологического разнообразия и развитие экологического туризма» и др. Национальными целями успешно реализуемого в настоящее время проекта «Экология», являются комфортная и безопасная среда для жизни, ликвидация наиболее опасных объектов накопленного вреда окружающей среде и экологическое оздоровление водных объектов, снижение выбросов опасных загрязняющих веществ, оказывающих наибольшее негативное воздействие на окружающую среду и здоровье человека, создание устойчивой системы обращения с твердыми коммунальными отходами. В то же время следует отметить, что данный проект недостаточно связан с другими национальными проектами. Кроме этого, в соответствии со ст. 1 Федерального закона от 24.06.1998 N 89-ФЗ (ред. от 14.07.2022) «Об отходах производства и потребления» к утилизации относятся и рециркуляция, и рекуперация, и даже «энергетическая утилизация». В соответствии с чем не предусмотрена разбивка доли отходов, направляемых, например, на мусороперерабатывающие и мусоросжигающие заводы. Представляется также необходимым вести отдельный учет электронных отходов, количество и опасность которых стремительно возрастает в последнее время [2, 3]. Сегодня по федеральному проекту «Чистый воздух» идёт работа по сокращению вредных выбросов в 12 крупных промышленных центрах, в 2023 году предполагается увеличить их число до 41. Однако, этот проект не распространяется, к сожалению, на такие крупнейшие города как Москва и Санкт-Петербург. Не разработаны целевые показатели по снижению выбросов автомобильного транспорта. Сложная, многоуровневая система управления особо охраняемыми природными территориями (ООПТ) на федеральном, региональном и местном уровне не позволяет в настоящее время эффективно управлять этими территориями, поэтому нуждается в модернизации и унификации.

В 2021 г. Министерством природных ресурсов и экологии РФ была разработана «Стратегия цифровой трансформации отрасли экологии и природопользования» [4]. Как отмечено в данном документе, достижение «цифровой зрелости» отрасли экологии напрямую зависит от соответствующих достижений основных функциональных сфер регулирования отрасли экологии и природопользования. К ним относятся: управление природными ресурсами (лесным комплексом, водными ресурсами, недропользованием, охотничьими ресурсами, ООПТ); гидрометеорология и мониторинг окружающей среды (мониторинг и предоставление информации о состоянии окружающей среды и ее загрязнении); обращение с отходами («Электронная модель федеральной схемы обращения с отходами», «Поддержка процессов

механизма расширенной ответственности производителей в части упаковки товаров», «Контроль и мониторинг работы образователей отходов, поддержки и кооперации деятельности», «Технологическая платформа системы обращения с отходами»).

В настоящее время особенно острой является проблема отсутствия единых стандартов сбора и обмена цифровой информацией в рамках отрасли «Экология и природопользование», необходимость внедрения в производство отечественного отраслевого программного обеспечения и информационных технологий сбора, обработки и анализа информации о природных ресурсах, а также разработки единых платформенных решений. Все это усугубляется сложностью согласований между различными федеральными ведомствами, региональными структурами и многочисленными природопользователями. Во многих случаях необходимо пересматривать существующую нормативно-законодательную базу.

Указанные выше проблемы еще ярче проявляются при переходе с федерального уровня управления на региональный. Рассмотрим их на примере такого субъекта Российской Федерации как Санкт-Петербург [5]. В Санкт-Петербурге «Стратегия цифровой трансформации отраслей экономики, социальной сферы и государственного управления в Санкт-Петербурге» была принята еще до выделения экологии и природопользования в отдельную отрасль. Однако отдельные экологические задачи уже решались в рамках блока «Развитие городской среды». К ним относятся: создание платформы региональной контрольно-надзорной деятельности в сфере экологии с подключением к соответствующей федеральной платформе, разработка системы управления региональными ООПТ, включая развитие экологического туризма, а также системы обращения с отходами производства и потребления Санкт-Петербурга. В дальнейшем они были дополнены созданием автоматизированной информационной системы (АИС) «Экологическая ситуация города Санкт-Петербурга» в составе ГИС «Экологический паспорт территории Санкт-Петербурга», а также внедрением межведомственного проекта «Трехмерная модель геологического строения подземного пространства Санкт-Петербурга». АИС «Экологическая ситуация» включает подсистемы «Мониторинг атмосферного воздуха», «Контроль радиационной обстановки» и «Оценка состояния подземных водных объектов». Трехмерная модель геологического строения подземного пространства является пионерским проектом и обеспечивает возможность визуализации геологических разрезов и блок-диаграмм на любой линии или площади, заданной на поверхности, что значительно упрощает возможность получения геологических данных на различных стадиях проведения проектно-изыскательских работ, повышает их информативность, а также позволяет осуществлять совместную визуализацию с объектами подземной инфраструктуры.

Проведенный анализ показывает, что среди проблем «цифровой трансформации» отрасли «Экология и природопользование» следует выделять как организационно-технические, так и носящие структурный, системный характер. При этом особое внимание необходимо обратить на отсутствие взаимодействия информационных систем органов исполнительной власти; недостаточный уровень достоверности, актуальности и полноты статистической информации в области экологии и природопользования. Важнейшей задачей является также разработка отраслевого регулирования области применения методов «искусственного интеллекта».

Список используемых источников

1. Паспорт национального проекта «Экология». URL: https://www.mnr.gov.ru/activity/directions/natsionalnyy_proekt_ekologiya/ (дата обращения 05.09.2022).
2. Марьев В. А., Комиссаров В. А. Надо ли создавать систему управления отходами электрического и электронного оборудования в России? // Рециклинг отходов, 2013. № 3 (45). С. 2–11.
3. Греков К.Б. Электронные отходы и проблемы безопасности. СПб.: СПбГУТ, 2018. 160 с.
4. Стратегия цифровой трансформации отрасли экологии и природопользования. URL: <https://storage.strategy24.ru/files/news/202108/896da4a9d492aca79e89fe35a7a38971.pdf> (дата обращения: 05.09.2022).
5. Доклад об экологической ситуации в Санкт-Петербурге в 2020 году / Под ред. Д. С. Беяева, И. А. Серебрицкого. Ижевск : ООО «Принт». 2021. 253 с.

УДК 504.06
ГРНТИ 87.01.45

ВЛИЯНИЕ ЭКОЛОГИЧЕСКОГО ПРОСВЕЩЕНИЯ НА ЭКОЛОГИЧЕСКУЮ БЕЗОПАСНОСТЬ

К. Б. Греков, В. В. Новорусский

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье демонстрируются некоторые аспекты влияния экологического просвещения на экологическую безопасность. Тема актуальна, так как природные чрезвычайные ситуации учащаются и усиливаются, равно как и нетипичные, экстремальные погодные условия. Основная причина – глобальная экологическая проблема, которая ведет к снижению экологической безопасности России. Экологическое просвещение способно ликвидировать эту трудность, а потому должно совершенствоваться. В заключении

работы автором будет предложена шкала, введение которой положительно отобразится на реализации экологического просвещения в России.

экологическое просвещение, экологическая безопасность, образование, отношение к природе, экологическое образование.

Глобальная экологическая проблема является одной из важнейших на данный момент. Несмотря на то, что в России данная трудность не является чрезвычайно выраженной, можно наблюдать неблагоприятные природно-климатические факты, связанные с окружающей средой. Так, например, все чаще фиксируются аномально жаркие или холодные периоды в течение года на разных территориях, природные чрезвычайные ситуации учащаются, равно как и их сила (особенно наглядна ситуация с наводнениями). Все эти аспекты являются последствиями глобальной экологической проблемы, России необходимо принимать участие в ее решении, несмотря на крупные запасы нефти и газа, которые позволяют слабо реализовывать некоторые отдельно взятые направления защиты окружающей среды, например, внедрение использования возобновляемых источников энергии. При этом ученые доказали, что состояние окружающей среды во многом зависит от образования поколения, если его можно назвать экологическим, то изучаемая проблема будет решаться значительно лучше, даже сравнивая с прямыми мероприятиями по ликвидации экологических проблем [1]. В результате, тема обладает высокой актуальностью.

Важно заранее отметить, что экологическое просвещение должно быть направлено не на простое обращение внимания лиц на эстетическую красоту природы, а на формирование потребности в ее защите. Недостаточно того, чтобы индивид осознавал роль окружающей среды для себя и социума, а хотел сохранить этот аспект.

Представим несколько доказательств того, что экологическое просвещение важнее, чем прямые мероприятия по ликвидации экологических проблем:

1. Граждане, воспитанные с любовью к природе, не будут наносить ей ущерб для получения моментной выгоды [2].

2. Лица попытаются минимизировать ущерб, наносимый окружающей среде от всех источников.

3. Постоянно будут реализовываться мероприятия по охране окружающей среды не потому, что это нужно, а потому, что у населения есть такое желание [3].

4. Следующие поколения с большей вероятностью будут ответственно подходить к экологическим вопросам, так как их родители передали им соответствующие знания.

Если экологическому воспитанию отведено второе место, а на первом мероприятия по ликвидации экологических проблем, например, очищение

водоемов, то такие меры необходимо будет реализовывать постоянно – население продолжит загрязнять водоемы, так как не осознает негативности поступка. Если же граждане экологически просвещены, то они будут способствовать недопущению загрязнения водоема, в итоге, очистить его нужно будет всего один раз или по мере необходимости, но значительно реже.

Предыдущий пример уже частично продемонстрировал влияние экологического просвещения на экологическую безопасность – люди, ответственно подходящие к экологическим вопросам, будут самостоятельно пытаться его регулированию. В результате, количество загрязнения будет уменьшаться, «парниковый эффект» будут минимизироваться, что улучшит природно-климатические условия, а это, в свою очередь, улучшит экологическую безопасность страны. При этом общее образование в России является обязательным и бесплатным, это становится важным аспектом для экологического просвещения – каждый человек из нового поколения получит основы экологической компетентности, что важно для сохранения именно будущего окружающей среды.

Важно отметить, что, чем раньше начинается экологическое просвещение, тем выше итоговый результат. Так, например, объясняя ребенку уже в детском саду неверность загрязнения территории и водоемов, он перенесет свои знания в школу, где на него будет оказываться дополнительное давление, но уже на более высоком уровне. Если после школы индивид станет студентом, то можно будет наблюдать еще более высокий уровень передаваемых знаний. В результате, будет наблюдаться кумулятивный подход – постепенно экологические знания и навыки лица будут увеличиваться, равно как и его экологическая просвещенность. Это постепенно будет развивать его приверженность к экологически корректному поведению, что благоприятно отобразится на экологической безопасности.

Важно отметить, что лишь теоретическое экологическое просвещение может быть недостаточным, важно на практике продемонстрировать людям разрушительность деяний человека, а также последствия этого аспекта. Наиболее часто именно визуальный контакт позволяет сформировать эмоциональные переживания, которые создают необходимую позицию и мировоззрение человека.

По мнению автора работы, экологическое просвещение, являющееся инструментом для создания высокого уровня экологической безопасности, должно контролироваться государством. Предлагается внедрить соответствующие курсы в каждом учебном заведении с присвоением каждому из учеников соответствующего уровня, начиная с общеобразовательной школы. Можно рекомендовать следующие ступени оценки:

1. Недопустимый уровень. Индивид демонстрирует равнодушие к защите природы, не наблюдает связи между этим параметром и собственным

здоровьем, ключевая информация экологического просвещения не получена;

2. Низкий уровень. Индивид осознает взаимосвязь между своим здоровьем и состоянием окружающей среды, а потому желает сохранить ее. Наблюдаются зачатки стремления реализовать экологические мероприятия.

3. Средний уровень. Индивид осознает взаимосвязь между здоровьем всех окружающих его людей и состоянием окружающей среды, а потому желает сохранить ее. Наблюдается любовь к природе, лицо способно не просто реализовать, но и самостоятельно предложить мероприятия, способные ликвидации экологической проблемы.

4. Высокий уровень. Индивид демонстрирует желание формировать симбиоз между собой, окружающей средой и обществом. Гармония в этих взаимоотношениях является значимым фактором для человека. Возможен критический анализ, как своих, так и чужих мероприятий в сфере защиты природы для их совершенствования.

Если внедрить такую шкалу оценки и постепенно добиваться у каждого из учеников высокого уровня, можно достичь значимых успехов в направлении формирования экологической безопасности высокого уровня.

Подводя итог, делаем вывод о том, что экологическое просвещение напрямую влияет на экологическую безопасность. По этой причине необходимо уже с момента поступления индивида в детский сад начинать его экологическое просвещение. Для совершенствования системы, автором работы была предложена шкала оценивания, позволяющая наблюдать прогресс каждого ученика и достигать нужного результата.

Список используемых источников

1. Литвинова Е. А. Значение идеологических мер правовой охраны животного мира в обеспечении экологической безопасности // Эволюция российского права : материалы XIX Международной научной конференции молодых ученых и студентов, Екатеринбург, 29–30 апреля 2021 года / УрГЮУ имени В.Ф. Яковлева. Екатеринбург : УрГЮУ имени В.Ф. Яковлева, 2021. С. 884–890.

2. Грекова Н. С. Популяризация экологического образования как залог устойчивого развития сельских территорий // Актуальные проблемы экологии и природопользования : сборник статей по материалам V Всероссийской (национальной) научно-практической конференции, Курган, 21 апреля 2021 года / ФГБОУ ВО Курганская ГСХА. Курган: ФГБОУ ВО Курганская ГСХА, 2021. С. 337–341.

3. Шевцова В. С., Родин А. В. Экологическое воспитание и просвещение населения // Институты местной демократии в управлении экологически устойчивым развитием локальных территорий: Материалы II Всероссийской научно-практической конференции с международным участием, Краснодар, 06–07 октября 2021 года. Краснодар : Кубанский государственный университет, 2021. С. 232–238.

УДК 537.533

ГРНТИ 47.29.29, 47.09.48

ПРИМЕНЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ПЛОЩАДИ ЭМИССИИ К ПОСТРОЕНИЮ ПРОФИЛЯ МНОГООСТРИЙНОГО ПОЛЕВОГО КАТОДА НА ОСНОВЕ 3D МОДЕЛИРОВАНИЯ УГЛЕРОДНОЙ НАНОТРУБКИ

**В. В. Гришин¹, А. Г. Колосько^{1,2}, Е. О. Попов²,
К. В. Смолькин¹, С. В. Филиппов²**

¹ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

² Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук

В работе проведено сравнение двух методов расчёта коэффициентов усиления поля в области вершин эмиссионных центров многоострийного полевого катода. Методики отличаются тем, что одна из них использует фиксированную площадь эмиссии, а другая применяет аппроксимационную зависимость площади эмиссии от коэффициента усиления поля. Второй вариант позволяет получить более точный эмиссионный профиль катода в результате обработки картин свечения компьютеризированного полевого проектора.

полевая эмиссия, углеродные нанотрубки, полевой катод большой площади, коэффициент усиления поля, площадь эмиссии, эмиссионный профиль катода.

Направленное движение электронов изучалось человечеством со времён открытия первого электростатического генератора (Отто фон Герике, 1672 г.). Опыты Вольты и Фарадея (XIX век) положили начало огромному разделу физики, связанному с электрическим током, и человечество начало активно двигаться в сторону освоения этой необычной материи. Со временем было обнаружено явление испускания электронов с поверхности металла при различных внешних воздействиях: внешний фотоэффект (Беккерель, 1839 г.), термоэмиссия – испускание «горячих» электронов (Эдисон, 1883 г.), а также полевая эмиссия – испускание «холодных» электронов, находящихся вблизи уровня Ферми (Вуд, 1897 г.). На основе эффекта электронной эмиссии сегодня работает множество полезных устройств, например, сканирующий электронный микроскоп, который позволяет видеть картину поверхности исследуемого материала на атомарном уровне. Однако основным направлением исследований в этой области является разработка элементарной базы для вакуумной электроники, в которой необходимым компонентом является источник свободных электронов.

На данный момент самым распространённым эффектом среди источников свободных электронов является термоэлектронная эмиссия, принцип работы которой заключается в нагреве катода до температур, начиная с 900 К, в результате чего электронам передаётся энергия, достаточная для того, чтобы покинуть пределы материала [1].

Вместе с тем активно ведутся исследования, направленные на использование в источниках электронов эффекта полевой эмиссии, возникающего при гораздо меньших температурах. В полевой эмиссии электроны выводятся в вакуум сильным электрическим полем, достигающим 10^7 В/см в области вершины катода [1]. При низких температурах катод в ходе эмиссии разрушается меньше. Кроме того, в полевых источниках нет необходимости в нагревательном элементе и предварительном разогреве катода, за счёт чего они имеют меньшие габариты, более высокую надёжность и высокие скорости включения.

Наиболее высоких токовых показателей достигают многоострийные катоды, выполненные из углеродных нанотрубок (УНТ) – цилиндрических структур, которые состоят из свёрнутых листов графена протяжённостью до нескольких десятков микрон и толщиной от 1 нм. Такие структуры обладают хорошими тепловыми и электрическими показателями [2].

Наиболее важными параметрами протекающего процесса полевой эмиссии, от которых зависит величина эмиссионного тока, являются значение коэффициента усиления поля в области вершин эмиссионных центров на поверхности катода, а также площадь эмиссии каждого из эмиссионных центров (т. н. *эмиссионный профиль катода*).

Основной целью данной работы является нахождение локальных коэффициентов усиления поля многоострийного катода на основе нанокompозита из УНТ. Это необходимо для изучения и прогнозирования процесса полевой эмиссии.

Использованные в работе экспериментальные данные были получены с помощью программно-измерительного комплекса, собранного в лаборатории ФТИ им. А. Ф. Иоффе [3]. Комплекс состоит из модуля регистрации высоковольтных сигналов, а также из компьютеризированного полевого проектора, который позволяет наблюдать активность и распределение отдельных эмиссионных центров на поверхности катода.

В эксперименте использовался нанокompозитный полевой катод на основе УНТ в полимерной матрице (УНТ/ПС). Параметры нанотрубок: диаметр $D \sim 2$ нм, длина $L = 5 \mu\text{m}$ (марка *Tuball*). Полимер – полистирол.

Анализ экспериментальных данных проводился в специально разработанной программе «Гефест», написанной на языке LabVIEW. На рис. 1 представлен интерфейс модуля программы-обработчика, который отвечает за регистрацию ВАХ и её обработку в режиме реального времени. На гра-

фиках рис. 1 представлены характеристики исследуемого образца: амплитуда импульсов эмиссионного тока, приложенное напряжение, временная стабильность установленного уровня тока, а также результаты анализа ВАХ – эффективная площадь эмиссии (S_e) и эффективный коэффициент усиления поля (γ_e). Средние значения, полученные в результате накопления и усреднения этих параметров, составили: $S_e = 71097 \text{ нм}^2$ и $\gamma_e = 1138$.

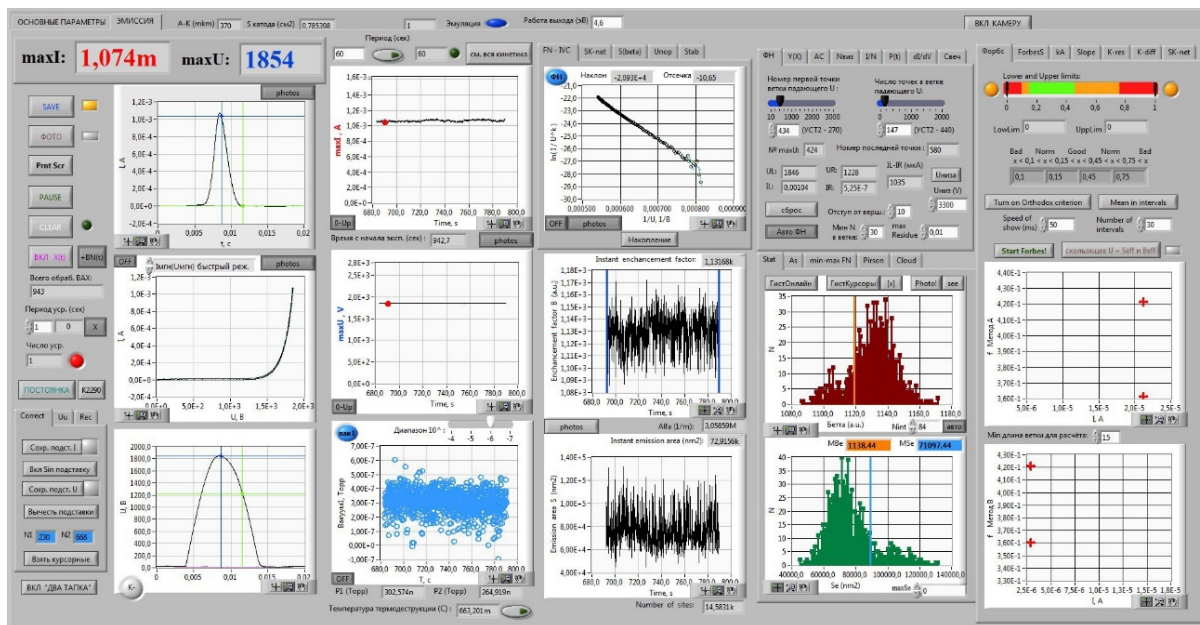


Рис. 1. Интерфейс программного модуля регистрации и обработки ВАХ катода УНТ/ПС

На рис. 2 (см. ниже) представлен интерфейс второго модуля программы-обработчика, который отвечает за регистрацию и обработку картин свечения полевого проектора. Модуль использует мгновенное значение общего тока и напряжения (U), регистрируемые первым модулем. С их помощью он получает величины локальных эмиссионных токов (I_{loc}) каждого из найденных на картине свечения эмиссионных центров, которые затем преобразует в локальные коэффициенты усиления поля (γ_{loc}) – эмиссионный профиль катода.

Для получения γ_{loc} программа численно решает трансцендентное уравнение полевой эмиссии.

Классическое уравнение полевой эмиссии в приближении Елинсона-Шредника [4]:

$$j = A_{\varphi} (\gamma_{loc} U/d)^2 \cdot \exp\left(\frac{-B_{\varphi}}{\gamma_{loc} U/d}\right), \quad (1)$$

где j – плотность тока, φ – работа выхода (4,6 эВ для УНТ), d – расстояние между анодом и катодом (370 мкм).

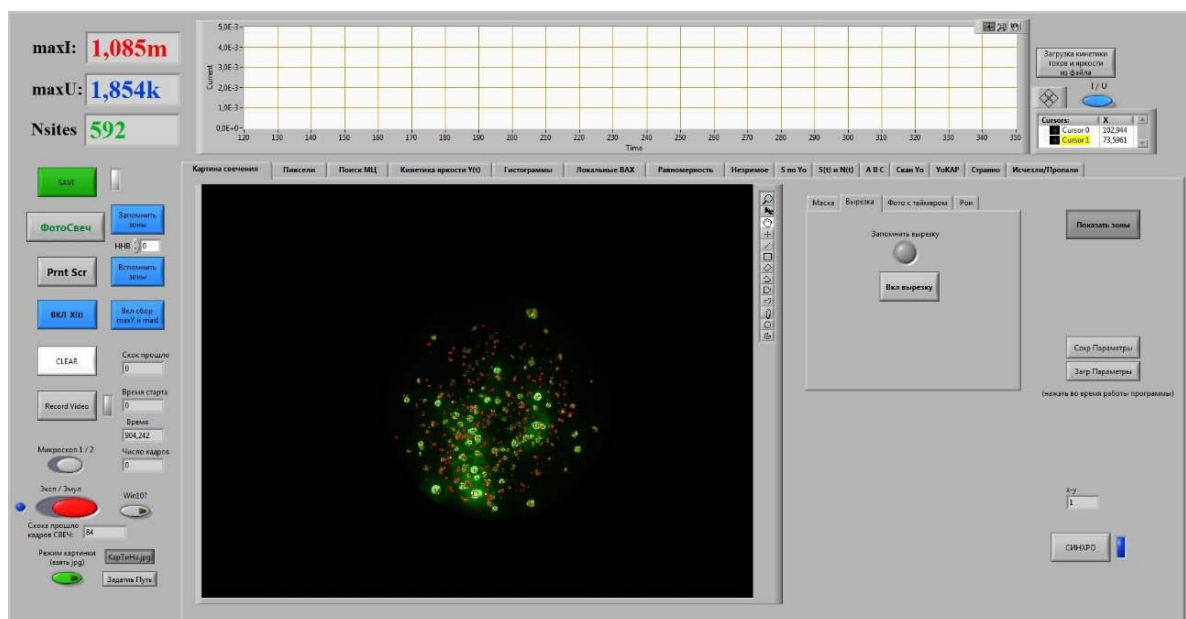


Рис. 2. Интерфейс программного модуля регистрации и обработки картин свечения полевого проектора для катода УНТ/ПС

Функции $A_\varphi = \frac{a_{FN}}{1.1 \cdot \varphi} \exp(1,03 \cdot \eta)$ и $B_\varphi = -0,95 \cdot \eta \cdot F_R$, в которых $\eta(\varphi) = b_{FN} c_S^2 \varphi^{-1/2}$, $F_R = \varphi^2 c_S^{-2}$ – поле снятия потенциального барьера, $a_{FN} = 1,54 \cdot 10^{-6} [A \cdot \text{эВ} \cdot V^{-2}]$ и $b_{FN} = 6,83 \cdot 10^9 eV^{-\frac{3}{2}} [V/M]$ – первая и вторая константы Фаулера-Нордгейма, $c_S^2 = 1,44 \cdot 10^{-9} [\text{эВ}^2 \cdot \text{м}/V]$ – константа Шоттки.

Площадь эмиссии каждого эмиссионного центра задаётся на основании компьютерного моделирования: $S_e = 9 \text{ нм}^2$, так что локальный ток каждого центра $I_{loc} = S_e \cdot j$.

На рис. 3а (см. ниже) представлена полученная в результате расчётов гистограмма распределения эмиссионных центров по величине γ_{loc} .

Известно, что полевые эмиттеры трёхмерной формы (такие как УНТ) обладают особенностью ВАХ, связанной с тем, что площадь эмиссии этих структур зависит от приложенного напряжения. Согласно последним теоретическим исследованиям с применением 3D моделирования, эту зависимость для катода в виде полусферы, расположенной на цилиндре (модель УНТ) можно выразить в виде аппроксимационной формулы [5]:

$$I_{loc} = A_{n,max} A'_\varphi \alpha^{2-\frac{n}{6}+k_A} U^{2-\frac{n}{6}+k_A} \exp(-B'_\varphi / (\alpha U)), \quad (2)$$

где $A_{n,max} = [2\pi r_a^2] g_n(1)$ – эффективная площадь эмиссии [нм^2], r_a – радиус вершины УНТ (1,6 нм), $g_n(1) = 0,552$ – коэффициент, связанный с формой эмиттера (т. о. $A_{n,max} = 9,97 \text{ нм}^2$), $k_A = 0,62$ – добавка к степени

изменение показателя степени предэкспоненциального напряжения, связанная с формой эмиттера, $\alpha = \gamma_{loc}/d$ – размерный коэффициент усиления поля, коэффициенты $A'_\varphi = a_{FN}\varphi^{-1}F_R^{\frac{\eta}{6}-k_A}\exp(\eta)$, $B'_\varphi = b_{FN}\varphi^{\frac{3}{2}}$.

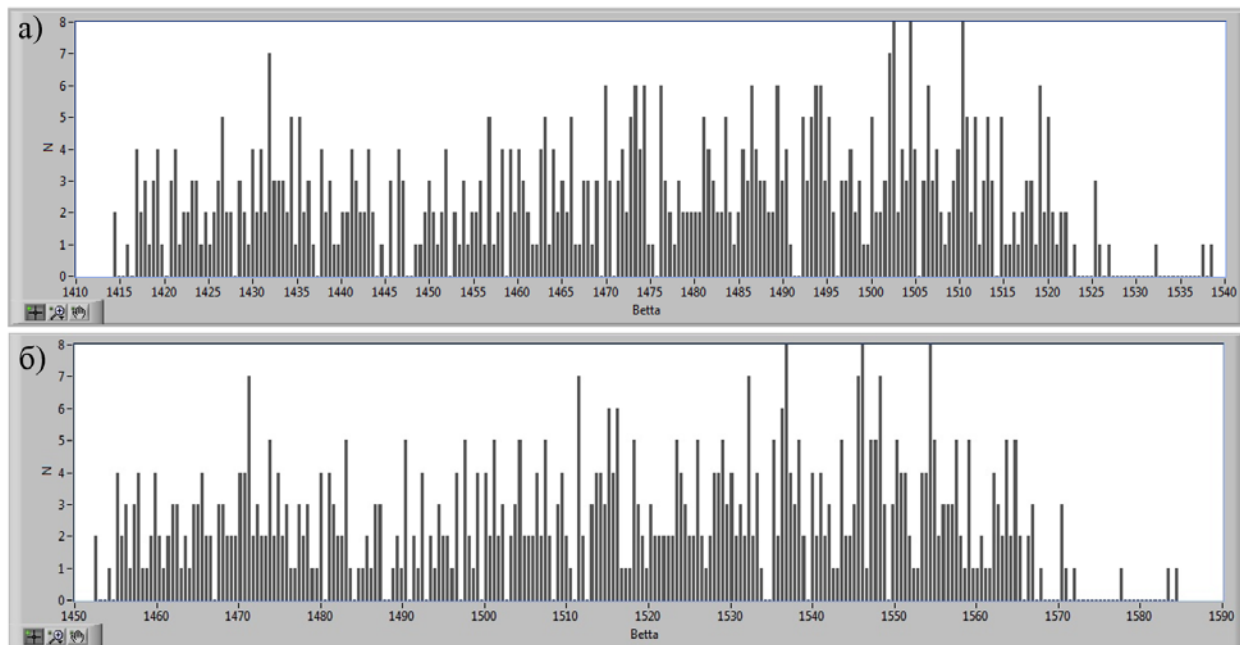


Рис. 3. Гистограммы распределения эмиссионных центров полевого катода по величине локального коэффициента усиления поля: а) классический закон полевой эмиссии в приближении Елинсона-Шредника, б) закон полевой эмиссии с применением функциональной зависимости площади.

Формула (2) была внесена в программу. Результатом служит новый эмиссионный профиль катода (рис. 3б). Можно заметить, что изменение методики расчёта привело к значительному изменению эмиссионного профиля катода: значение γ_{loc} самого яркого эмиссионного центра изменилось с 1505 до 1550.

Список используемых источников

1. Егоров Н. В., Шешин Е. П. Автоэлектронная эмиссия. Принципы и приборы : учебник-монография. Издательский Дом «Интеллект», 2011. 704 с.
2. Sameera I., Bhatia R., Prasad V., Menon R. High emission currents and low threshold fields in multi-wall carbon nanotube-polymer composites in the vertical configuration // J. Appl. Phys. 2012. V. 111. P. 044307-1 – 5.
3. Попов Е. О., Колосько А. Г., Филиппов С. В. Анализ поведения индивидуальных эмиссионных центров на поверхности многоострийного полевого катода // ПЖТФ. 2019. Том 45. Вып. 6, С. 59–62.
4. Попов Е. О., Колосько А. Г., Филиппов С. В. Тест на соответствие режиму холодной полевой эмиссии с применением приближений Елинсона-Шредника и Форбса-Дина (координаты Мерфи-Гуда) // ЖТФ. 2019. том 89. вып. 10. С. 1615–1625.

5. Popov E. O., Filippov S.V., Kolosko A. G. Processing of experimental IVC of single tip emitters taking into account the functional dependence of the emission area on the applied voltage // JVST B, 2023. P. 012801-1 – 6.

УДК 621.396.712
ГРНТИ 49.43.37

ВРЕМЕННАЯ И ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ OFDM-СИМВОЛОВ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ

О. А. Гуминский

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Приведены результаты исследования методов временной и частотной синхронизации, применяемых в системах цифрового радиовещания, оценены их достоинства и недостатки, рассмотрены алгоритмы, позволяющие улучшить помехозащищенность приемного оборудования систем цифрового радиовещания, сформулированы рекомендации по их улучшению для системы DRM.

синхронизация OFDM- символов, цифровое радиовещание.

Технология OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) широко используется в телевизионном вещании (DVB, ISDB), радиовещании (DAB, DRM, РАВИС, IBOC HD Radio, CDR), мобильной связи (3GPP, Mobile WiMAX). Во время передачи OFDM-модулированного сигнала он подвергается воздействию различных эффектов. Часть из них значительно затрудняет синхронизацию приемника. К их числу относятся:

– межсимвольная интерференция (*Inter-Symbol Interference – ISI*) – возникает в ситуациях, когда на приемник помимо основного сигнала, приходят его отраженные копии. Это может сильно сказаться на форме принимаемого сигнала, и на его возможности к декодированию;

– смещение OFDM-символа по времени (*Symbol Time Offset – STO*), возникает за счет рассинхронизации передатчика и приемника, в моменты, когда приемник достоверно не знает, с какого дискретизированного отсчета начинается новый OFDM-символ;

– смещения несущей частоты (*Carrier Frequency Offset – CFO*), возникает в связи с рассогласованием частот генераторов передатчика и прием-

ника. Это может привести к сдвигу центральной частоты принимаемого сигнала и как следствие, к искажению фазы и амплитуды точек сигнального созвездия.

Для компенсации этих изменений, необходимо произвести временную и частотную синхронизацию принимаемого сигнала, включающую в себя оценку смещения OFDM-символов по времени, и оценку смещения несущей частоты, с последующей компенсацией искажений, возникающих в радиоканале.

Известно большое число работ, посвященных исследованию данной проблемы, среди них, прежде всего, следует назвать такие работы как [1–7]. Однако их анализ показывает, что эти исследования носят общий характер, не учитывают особенностей структуры OFDM-сигнала конкретных систем цифрового радиовещания (ЦРВ), не предлагают для каждой из них наиболее эффективные (с учетом особенностей конкретного стандарта) решения.

Цель данной статьи – рассмотреть методы оценки STO и CFO, которые применяются в современных системах цифрового вещания и которые позволяют наиболее эффективно и с требуемой точностью определять начало передаваемого OFDM-символа и величину сдвига центральной частоты и, в конечном итоге, сформулировать оценку возможности их применения для улучшения синхронизации при приеме сигналов системы DRM при ее работе в режиме устойчивости E.

Алгоритмы оценки временного смещения OFDM-символов

Их можно разделить по виду анализа и по методу реализации (табл. 1).

ТАБЛИЦА 1. Алгоритмы оценки STO

Название метода оценки STO	Описание принципа работы метода
Оценка величины STO во временной области	
По циклическому префиксу (CP)	Для оценки STO используется циклический префикс, располагающийся в начале OFDM-символа, представляющий собой копию его конечной части. При помощи метода скользящих окон можно найти максимум функции взаимной корреляции выделенной пары сигналов, показывающий начало символа. Его достоинства – простота анализа, расчетов и реализации. Недостатки – сравниваемые пары сигналов меняются от символа к символу, разнесены достаточно далеко друг от друга, из-за этого они могут быть по-разному изменены под воздействием характеристик радиоканала
По обучающим символам	Во многом аналогичен методу оценки STO, но вместо циклического префикса используются обучающие символы, который передаются в отдельных OFDM-символах, имеют особую структуру и используются специально для синхронизации. Его досто-

Название метода оценки STO	Описание принципа работы метода
	инство – простой метод анализа, близкое расположение сравниваемых обучающих символов. Также приемнику заранее известна форма обучающего сигнала, что позволяет более точно оценить величину STO. Недостатком является то, что такой метод требует передавать обучающие сигналы отдельным символом, что значительно сокращает пропускную способность системы.
Оценка величины STO во временной области	
Использование эффекта чередования фаз поднесущих частот	Импульсный отклик канала помогает определить время прихода задержанной копии сигнала. Величину STO можно оценить по задержанному импульсному отклику радиоканала путем умножения принятого символа (с STO) на сопряженный обучающий символ. Из достоинств данного метода следует отметить возможность более точной оценки величины STO. Недостатком метода является сложность его реализации.

Рассмотрим подробнее некоторые из них.

Оценка STO по обучающим символам. На рис. 1 отображен принцип оценки STO с использованием двух идентичных обучающих символов в одном OFDM-символе. Можно использовать два и более одинаковых обучающих символа или один символ OFDM с повторяющейся структурой. Как только передатчик посылает повторяющиеся обучающие сигналы в двух блоках в пределах OFDM-символа, приемник пытается найти значение CFO, оценивая сходство между этими двумя блоками образцов, полученных в двух скользящих окнах $W1$ и $W2$. Сходство между двумя блоками выделенных сигналов может быть оценено путем вычисления максимума функции взаимной корреляции этой пары сигналов.

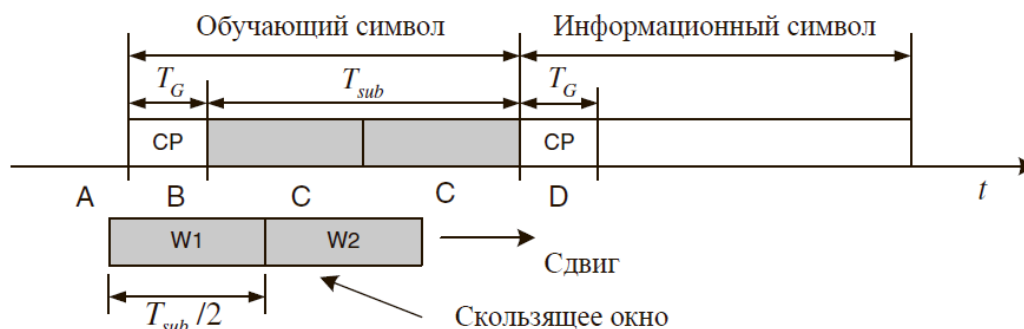


Рис. 1. Оценка STO с использованием повторяющихся обучающих символа с периодом $T_{sub}/2$

Кроме того, учитывая заранее известную структуру обучающего символа, можно использовать и другой способ оценки STO, который заключается в расчете корреляции между обучающим символом и принятым сигналом, поскольку обучающий символ известен приемнику. В этом случае

не требуется использовать два скользящих окна, $W1$ и $W2$. На самом деле, достаточно одного скользящего окна, которое соответствует локально сгенерированному обучающему символу с периодом $T_{sub} = 2$. Производительность данного метода может ухудшиться при наличии CFO. Однако, в целом, когда влияние CFO незначительно, он обеспечивает более высокую точность по сравнению с методом, изложенным выше.

Оценка STO с использованием метода оценки чередования фаз. Сигнал, подверженный STO, имеет поворот фазы (рис. 2).

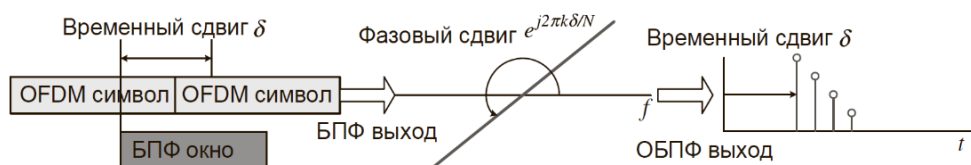


Рис. 2. Оценка STO с использованием импульсного отклика канала

Учитывая это, величину STO (δ) можно оценить по задержанному импульсному отклику канала (1). Требуемая оценка получается путем умножения принятого OFDM-символа ($Y_l[k]$), подвергнутого воздействию STO, на сопряженный обучающий символ ($X_l^*[k]$):

$$\hat{\delta} = \arg_n \max (y_l^x [n]), \quad (1)$$

где:

$$y_l^x [n] = \text{ОБПФ} \{ Y_l [k] e^{j2\pi\delta k/N} X_l^* [k] \}.$$

Алгоритмы оценки сдвига центральной частоты

Их также можно разделить на две группы (табл. 2). Помимо оценки величины CFO непосредственно в герцах, есть метод с оценкой нормированной величины ε , определяемой как отношение CFO (f_{offset}) к расстоянию между поднесущими частотами (Δf).

ТАБЛИЦА 2. Алгоритмы оценки CFO

Название метода оценки CFO	Описание принципа работы метода
Оценка работы CFO во временной области	
По циклическому префиксу	При соблюдении условия идеальной синхронизации по времени, разность фаз между поднесущими частотами циклического префикса и поднесущими конечной части OFDM-символа может быть использована для оценки SFO. При таком методе корректное определение величины SFO может быть в пределах диапазона $ \varepsilon < 0,5$, что может являться недостаточным при больших сдвигах центральной частоты. Это недостаток метода. Из достоинств следует отметить простоту реализации.

Название метода оценки CFO	Описание принципа работы метода
По обучающим символам	Разность фаз обучающих символов может также использоваться при оценке CFO. Однако более близкое расстояние между обучающими символами значительно расширяет диапазон определения CFO, что является достоинством метода. Однако использование обучающих символов сокращает пропускную способность системы.
Оценка работы CFO в частотной области	
По пилот-тонам	При таком способе OFDM-символы с повторяющимися пилотными поднесущими сохраняются отдельно в память, после чего производится перевод их в частотную область при помощи БПФ, а затем, по выделенным пилотным поднесущим частотам производится оценка величины CFO. Недостатком является сложность реализации.

Далее более подробно рассмотрен один из распространенных способов оценки CFO.

Оценка CFO по циклическому префиксу. При условии идеальной временной синхронизации OFDM-символов, смещение несущей частоты приводит к повороту фазы в принимаемом сигнале. В таком случае разность фаз между сигналом циклического префикса ($y_l[n]$) и его копией в конце OFDM-символа ($y_l[n + N]$) составляет $2\pi N\varepsilon / N = 2\pi\varepsilon$, где N – расстояние (в отсчетах) между циклическим префиксом и конечной частью OFDM-символа, ε – нормированная величина CFO. Для оценки CFO, а также для уменьшения влияния шума, необходимо найти среднее значение величины ε по нескольким выборкам как:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=-N_g}^{-1} y_l^*[n] y_l[n + N] \right\},$$

где N_g – количество отсчетов в циклическом префиксе, * – знак сопряжения.

Таким образом находится нормированное значение CFO. Чтобы определить частоту сдвига нужно полученное значение ε умножить на расстояние между поднесущими:

$$f_{offset} = \Delta f \varepsilon.$$

Рассмотренные выше методы оценки STO и CFO могут применяться для разработки алгоритма работы блока синхронизации приемника системы DRM при ее работе в режиме устойчивости E. Заметим, что система DRM не предусматривает использование тренировочных (обучающих) символов. В более ранних публикациях уже были приведены результаты по разработке блока временной синхронизации с использованием циклического префикса [7] для устранения STO. Методы оценки STO в частотной области могут улучшить точность определения начала OFDM-символа, однако они,

как правило, требуют больше вычислительных ресурсов. Оценка CFO во временной области может компенсировать сдвиг центральной частоты в пределах $\pm 222, (2)$ Гц. На более точную оценку CFO может повлиять анализ пилотных поднесущих в частотной области.

Отсутствие в публикациях конкретных результатов оценки компенсации STO и CFO применительно к системе DRM требует проведения дальнейших исследований в данной области.

Список используемых источников

1. Бакулин М. Г., Крейнделин В. В., Шлома А. М. и др. Технология OFDM : учебное пособие для вузов. СПб. : Горячая линия – Телеком, 216. 352 с
2. Cho Y. S. et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. John Wiley & Sons, 2010.
3. Yang, B., Letaief, K. B., Cheng, R. S., and Cao, Z. (2000) Timing recovery for OFDM transmission // IEEE Journal on Selected Areas in Commun. 18 (11), 2278–2291.
4. Schmidl, T. M. and Cox, D. C. (1997) Robust frequency and timing synchronization for OFDM // IEEE Trans. Commun., 45 (12), 1613–1621.
5. Moose, P. H. (1994) A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction // IEEE Trans. Commun., 42, 2908–2914.
6. Classen, F. and Myer, H. (June 1994) Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels // IEEE VTC'94, pp. 1655–1659.
7. Гуминский О. А., Мышьянов С. В. Разработка алгоритма синхронизации сигнала для радиоприемного устройства стандарта DRM mode E // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2022). 11 Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 178–183.

Статья представлена профессором кафедры ТВиМ СПбГУТ, доктором технических наук, профессором Ю. А. Ковалгиным.

УДК 621.396.67.012.12
ГРНТИ 47.45.29

ГИБРИДНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

А. Е. Гуреев, Н. П. Дунаев, С. В. Кузьмин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящей работе рассматривается гибридная антенная решетка, состоящая из двух цифровых каналов, к каждому из которых присоединяется четырехканальная фазированная антенная решетка. Такая компоновка антенной решетки позволяет осу-

ществлять как пространственную обработку сигналов, так и пространственно-временную. В первом случае используется адаптивная восьмиканальная фазированная антенная решетка, во втором случае задействуется двухканальная цифровая антенная решетка. Адаптация и предварительная настройка осуществляется с применением генетического алгоритма. Пеленгация выполняется на основе метода MUSIC. В результате удастся увеличить функциональные возможности антенной решетки с минимальным количеством цифровых каналов.

цифровая обработка сигналов, антенные решетки, диаграмма направленности, адаптация, сверхразрешение, пеленгация.

Применение антенных решеток в каналах связи открыло большое количество возможностей, которые позволили повысить степень помехозащищенности системы связи и тем самым улучшить и само качество связи [1]. При подходящем комбинировании современных технологий в области радиотехники можно найти эффективное решение задач обеспечения помехоустойчивости системы связи.

На примере гибридной фазированной антенной решетки (рис. 1) можно рассмотреть варианты совместного применения алгоритма пеленгации со сверхразрешением (MUSIC) и генетического алгоритма диаграммообразования. Результат совместной работы алгоритмов даст нам информацию о направлении на помеху и возможность сформировать диаграмму направленности (ДН) антенны таким образом, что в направлении помехи будут установлен нуль ДН.

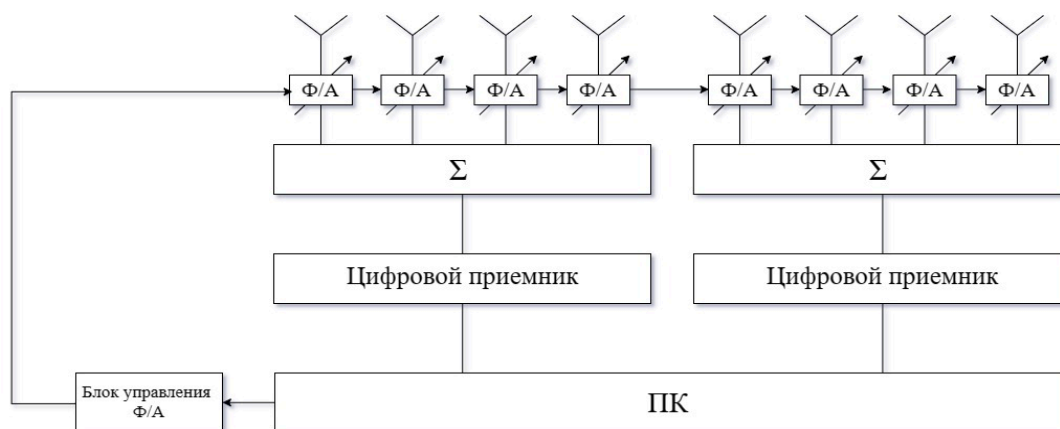


Рис. 1. Структурная схема гибридной антенной решетки

Гибридная антенная решетка состоит из двух цифровых каналов, к каждому из которых подключена четырехканальная фазированная антенная решетка. Принятый сигнал записывается на персональный компьютер в виде амплитудно-фазового распределения (АФР). Затем принятый сигнал проходит обработку алгоритмом MUSIC, который помогает определить данные

о направлении принятого сигнала/помехи. Эти данные в дальнейшем используются для диаграммообразования с применением генетического алгоритма.

Для проверки работоспособности и анализа эффективности алгоритма MUSIC в системах связи с линейными эквидистантными антенными решетками была использована среда математического моделирования MATLAB. В MATLAB была построена модель линейной эквидистантной антенной решетки (ULA) с параметрами (количество элементов AP, расположение элементов AP, длина волны, рабочая частота и др.), которые определяются и задаются в соответствии с требованиями к антенной решетке и/или относительно решаемой задачи. Также в данной модели производится синтез амплитудно-фазового распределения (АФР) и построение диаграммы направленности (ДН) антенной решетки.

Модель может синтезировать амплитудно-фазовое распределение, которое используется для имитации прихода сигналов на антенную решетку с различных направлений. Все параметры синтеза задаются пользователем. Также можно использовать АФР реальной AP. Полученные весовые коэффициенты умножаются на амплитудно-модулированный сигнал плюс шум. После всех манипуляций окончательным результатом этапа формирования исходных данных будет являться соответствующая матрица исходных данных размером $M \times N$, где M – количество итераций, а N – количество элементов антенной решетки.

В данной работе использовались данные, полученные с двух цифровых каналов антенной решетки. Гибридной антенной решеткой принимались сигналы от двух источников с разных направлений (10° и 60°). В случае, когда мощность обоих сигналов устанавливалась равной алгоритм MUSIC определял направление двух сигналов в виде усредненного значения углов прихода этих сигналов (рис. 2, см. ниже). Это объясняется конструктивными особенностями антенных решеток. Количество принимаемых антенной решеткой сигналов в определенный момент времени должно быть равно $N - 1$ и в математической модели, когда применяется алгоритм MUSIC, это учитывается [2]. Учитывая это правило, при приеме двухэлементной антенной решеткой двух сигналов равных по мощности, алгоритм не может определить направление обоих сигналов сразу. По отдельности тоже. Так как уровень сигналов равный, то алгоритм воспринимает два сигнала на 2-х элементной AP как их смесь.

В таком случае, можно попробовать применить алгоритм MUSIC для обнаружения помехи. Положим, что направление полезного сигнала нам известно. Для того чтобы запеленговать помеху – ослабим уровень мощности полезного сигнала во столько раз, сколько позволит алгоритму точно определять направление более мощного сигнала.

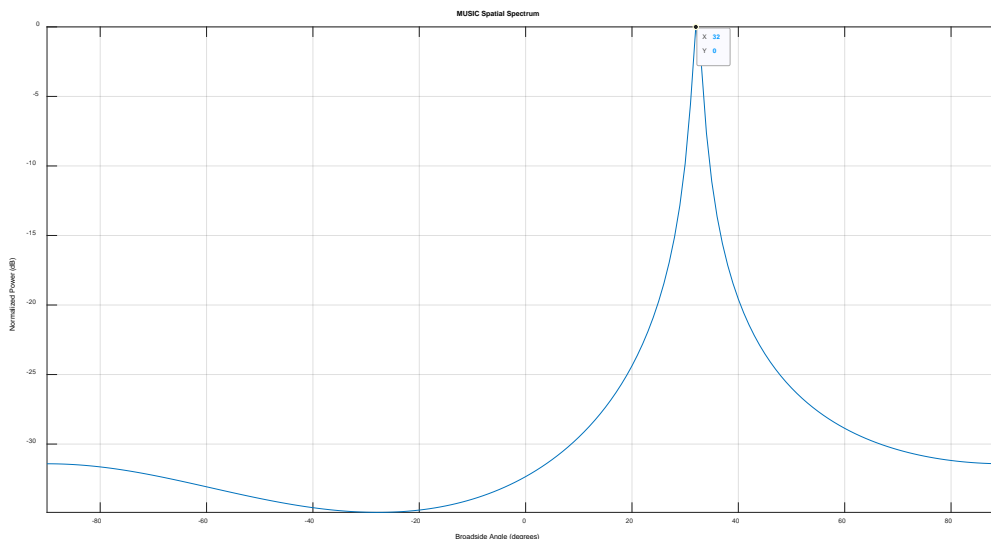


Рис. 2. Пространственный спектр, полученный в результате обработки двух равных по мощности сигналов, принятых 2-х элементной АР, алгоритмом MUSIC

Если мощность одного из сигналов увеличить вдвое, то с точностью 91 % будет определено направление более мощного сигнала (рис. 3).

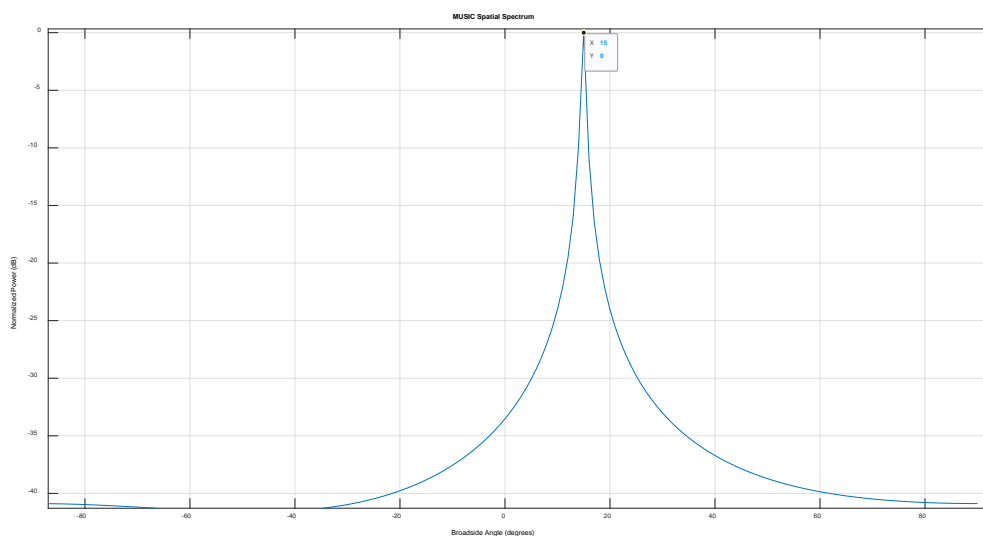


Рис. 3. Пространственный спектр, полученный в результате обработки двух сигналов разных по мощности в 2 раза алгоритмом MUSIC

Однако влияние второго сигнала все еще присутствует. 100 % точности определения направления только более мощного сигнала удалось достичь при шести кратном различии двух сигналов по мощности (рис. 4).

В результате проведенного исследования вариантов и возможностей практического применения алгоритма сверхразрешения MUSIC в системах связи с ФАР было обнаружено следующее. Алгоритм совместим с малоэлементными АР. Даже двух элементной антенной решеткой возможно пеленговать помеху.

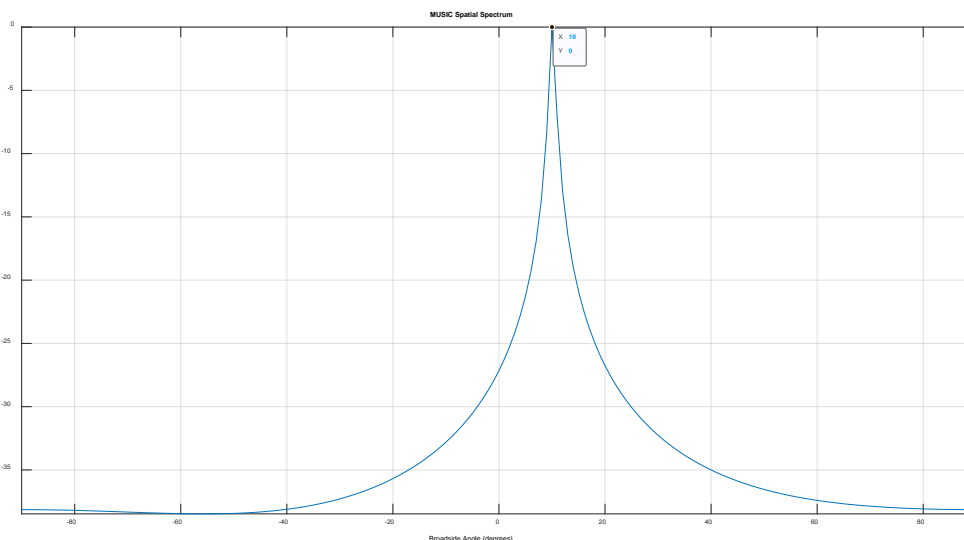


Рис. 4. Пространственный спектр одного из сигналов (более мощного) при установке их различия по мощности в 6 раз

Для реализации рассмотренного варианта применения MUSIC, используя гибридную ФАР, нужно сначала сформировать ноль ДН в направлении полезного сигнала в каждом цифровом подканале, включающем в себя 4-х элементную ФАР, по отдельности. Затем пеленговать помеху и уже после сформировать общую ДН гибридной ФАР.

Список используемых источников

1. Григорьев В. А., Щесняк С. С., Гулюшин В. Л., Распаев Ю. А., Лагутенко О. И., Щесняк А. С. Адаптивные антенные решетки : учебное пособие в 2-х частях. Часть 1 / под общ. ред. В. А. Григорьева. СПб. : Университет ИТМО, 2016. 179 с.
2. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. : Радио и связь, 2003. 200 с.: ил.
3. Бялый Л. И., Подтуркин В. В. Алгоритм адаптивной фильтрации и пеленгации источников помех в системе ФАР // Радиотехника. 1992. № 7. С. 68–73.
4. Абрамович Ю. И., Качур В. Г. Особенности адаптивной пространственной компенсации пассивных помех // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28. № 9. С. 1752–1759.
5. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Нижний Новгород, 2007. 98 с.
6. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Современные методы пространственной обработки сигналов в информационных системах с антенными решетками. Нижний Новгород, 2007. 99 с.
7. Бахрах Л. Д., Воскресенский Д. И. Проблемы антенной техники. М. : Радио и связь, 1989. 368 с.
8. Мозинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию, пер. с англ. / Под ред. В. А. Лексаченко. М. : Радио и связь, 1986. 448 с., ил.

УДК 621.396.67.012.12
ГРНТИ 47.45.29

ОПЫТ ПРИМИНЕНИЯ SDR-ПРИЕМНИКА В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

А. Е. Гуреев, Н. П. Дунаев, С. В. Кузьмин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

*В статье описывается применение программно-конфигурируемого радио в двука-
нальной антенной решетке. Сравнивается работа фазированной антенной решетки
и цифровой антенной решетки в широкой полосе частот. В качестве цифрового прием-
ника используется устройство USRP B210. Предварительно производится настройка
и калибровка каналов антенной решетки. Для измерения характеристик создан специа-
лизированный стенд, включающий в себя опорно-поворотное устройство с контролле-
ром и устройство, позволяющее изменять расстояние между излучателями. Получен-
ные результаты могут быть использованы при изучении характеристик антенных
решеток и в образовательных целях.*

*программно-определяемое радио, калибровка антенной решетки, опорно-поворотное
устройство, фазированная антенная решетка, цифровая антенная решетка.*

На текущем этапе развития антенных решёток наиболее перспектив-
ными, с точки зрения функциональных возможностей, являются цифровые
антенные решётки (ЦАР). В [1, 2] они определяются как антенные системы
с цифровой обработкой сигнала. В [3] данное определение конкретизиру-
ется – «Под антенной решеткой с цифровой обработкой сигнала понимается
система, в которой реализуется раздельная, независимая обработка сигнала-
лов, принятых на каждом элементе решетки с помощью многоканальных
приемников, входы которых подключаются к отдельным элементам, а вы-
ходные данные по промежуточной частоте в многоканальном АЦП преоб-
разуются в цифровые отсчеты, которые затем поступают в ЭВМ».

Реализовать ЦАР возможно на основе программно-определяемой ра-
диосистемы или Software Defined Radio (SDR) [4, 5]. При этом SDR должен
быть многоканальным. Подобный подход существенно расширяет возмож-
ности ЦАР, особенно в области адаптации к помеховой обстановке [6].
Но есть и трудности, в основном связанные с измерением характеристик
и калибровкой антенны [7].

Покажем отличие работы классической фазированной антенной ре-
шётки (ФАР) от ЦАР на примере двухканальной антенной решётки, состоя-
щей из двух излучателей и SDR-приёмника. Для этого соберём измеритель-
ный стенд (рис. 1), состоящий из следующих устройств:

- опорно-поворотное устройство (ОПУ);
- антенной решетки (АР), установленной на ОПУ;
- вспомогательной антенны на мачте;
- генератора сигналов, подключенного к вспомогательной антенне;
- SDR-приемника USRP B210, с интерфейсом передачи данных USB 3.0;
- персональный компьютер.

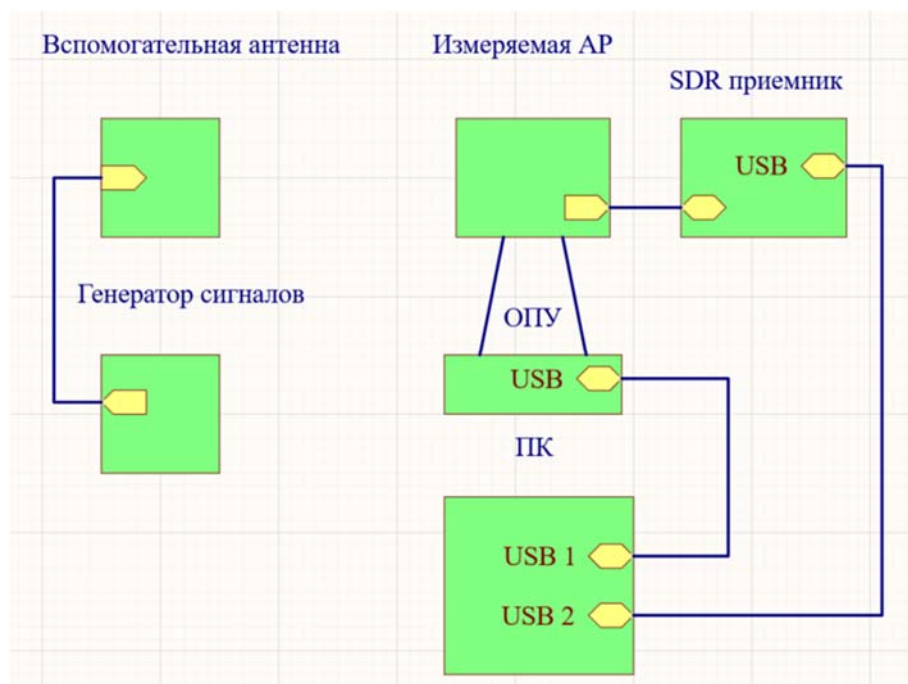


Рис. 1. Измерительный стенд

Антенная решетка состоит из двух направленных антенн (TL-ANT2409A) на расстоянии 120 мм от центра решетки или 240 мм друг от друга. АР установлена на ОПУ с датчиком углов, позволяющий сопоставить данные и углы. Питание подавалось через вращающийся переход. Вспомогательная антенна фиксировалась на мачте в одной плоскости с антенной решеткой, на расстоянии от центра АР – 3 м. Генератор сигналов подключен к вспомогательной антенне.

При работе с SDR приемником USRP B210 важно учитывать особенности работы системы передачи данных. Передача данных осуществляется пакетным способом, что ограничивает возможную полосу сигнала. Запись данных идет непрерывно и по готовности пакет отправляется, но так как скорость передачи USB ограничена и могут быть ошибки, то пакеты теряются, поэтому требуется уменьшить количество данных. Для этого уменьшается частота дискретизации напрямую или с помощью коэффициента децимации.

На устройстве установлены следующие итоговые настройки:

- несущие частоты (задаются последовательно): 2,3 ГГц; 2,5 ГГц; 2,7 ГГц;
- частота дискретизации: 10 МГц;
- коэффициент децимации: 200;
- тип данных – единичная точность;
- отсчетов в кадре 5000.

Частоты на генераторе сигналов: 2,299 999 ГГц; 2,499 999 ГГц; 2,699 999 ГГц.

Полученные данные хранятся в трёх массивах, визуализация представлена на рис. 2.

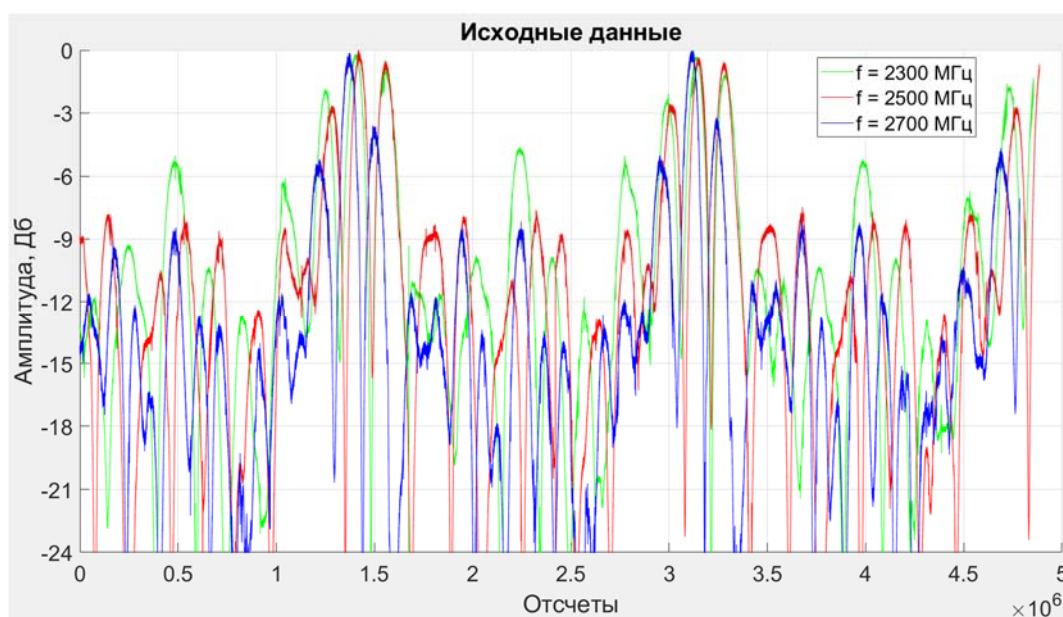


Рис. 2. Исходные данные

Необходимо отметить, что для упрощения анализа данных и повышения наглядности результатов излучатели разнесены на расстояние большее длины волны, что приводит к появлению дифракционных лепестков [8]. При этом главный лепесток становится уже. Легче оценивать его направление при сканировании.

Так как измерения снимались за 2,5 оборота ОПУ, то требуется «вырезать» определённую часть данных, а именно один целый оборот. С помощью информации об углах можем вырезать кадр одного оборота от -180 до 180 градусов (рис. 3). И затем откалибровать (рис. 4).

Калибровка представляет собой создание равноамплитудного и синфазного распределения в каналах на каждой частоте в направлении по нормали от антенной решетки на вспомогательную антенну. При обработке данных вносятся соответствующие поправки.

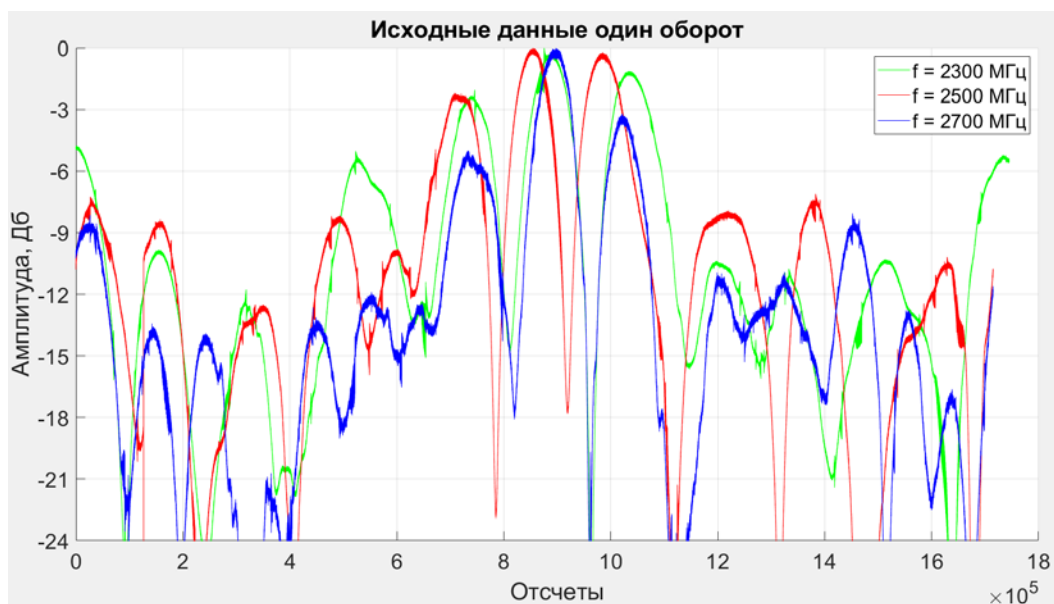


Рис. 3. Кадр одного оборота

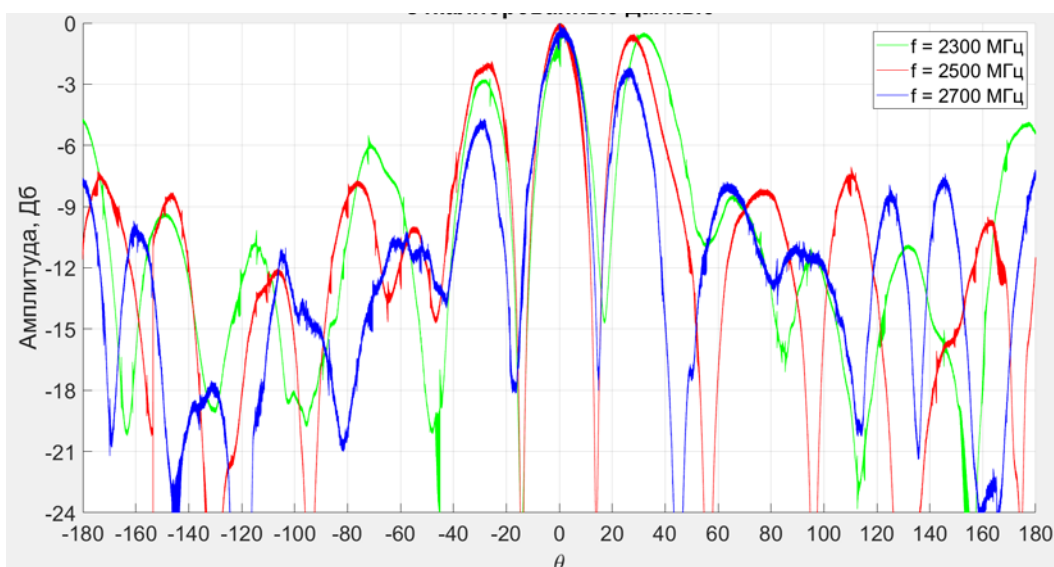


Рис. 4. Откалиброванные данные

Далее, для демонстрации возможностей АР, повернем основной луч на 18° двумя способами:

- изменяя фазу между каналами (требуемая разность фаз подбирается для средней частоты, а применяется на всех частотах);
- вводя задержку между каналами.

Изменение фазы производится домножением сигнала на комплексное число с единичной амплитудой и необходимой фазой. Результат показан на рис. 5.

Изменение задержки производится сдвигом одного из массивов на нужное количество ячеек. В данном случае это 26 ячеек массива. Результат показан на рис. 6.

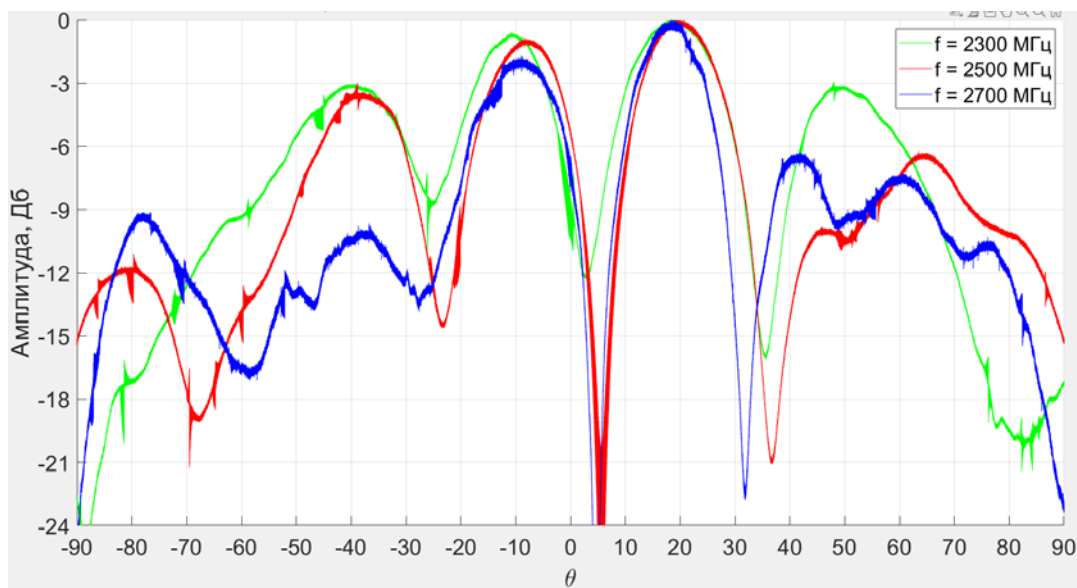


Рис. 5. Поворот луча изменением фазы

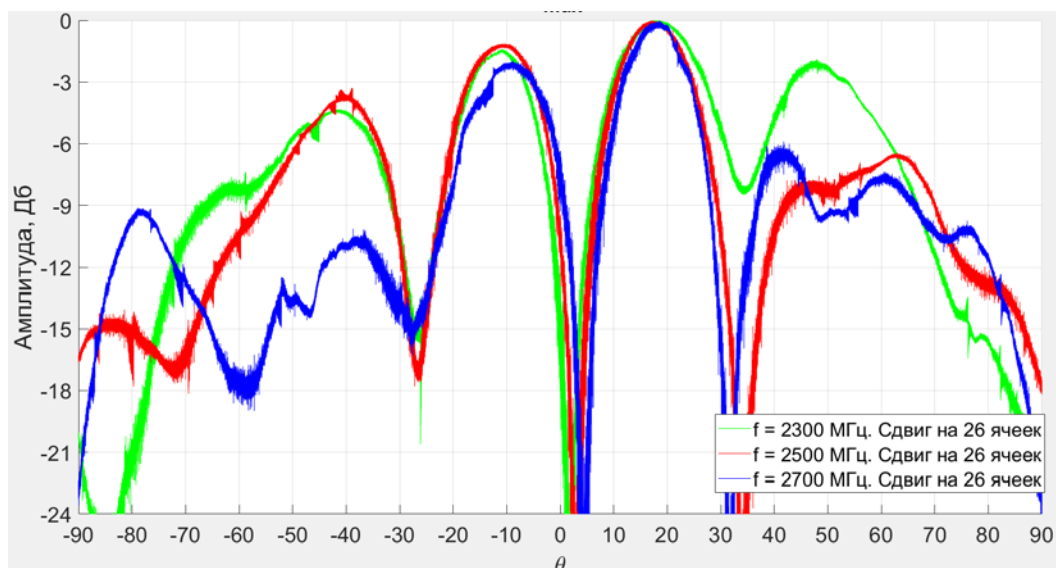


Рис. 6. Поворот луча сдвигом массива

Из рис. 6 видно, что при использовании линий задержки (в данном случае цифровых) максимумы смещаются в одну сторону независимо от частоты, как и предсказывается теорией [9]. Имитация работы ФАР, результаты которой показаны на рис. 5, приводит к тому, что максимум ДН поворачивается на нужный угол только на той частоте, на которой получен соответствующий фазовый сдвиг.

Представленная ЦАР на основе SDR приёмника позволяет исследовать особенности работы рассматриваемого класса антенн в широкой полосе частот, что может быть использовано как при проведении НИР, так и при подготовке специалистов соответствующего профиля. В частности, описанная

измерительная установка с ЦАР используется при проведении лабораторных работ магистров.

Список используемых источников

1. Воскресенского Д. И., Канащенкова А. И. Активные фазированные антенные решетки. М. : Радиотехника, 2004. 487 с.
2. Добычина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М. : Изд-во МАИ, 2013. 158 с.
3. ГОСТ Р 56159-2014 Решетки антенные приемные с цифровой обработкой сигналов и их характеристики. Основные параметры. М. : Изд-во стандартов, 2015. – II, 5 с.; 29 см.
4. ГОСТ Р 70036-2022 Информационные технологии ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ. Протокол беспроводной передачи данных на основе узкополосной модуляции радиосигнала (NB-Fi). М. : Изд-во стандартов, 2022.
5. Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, Alexander M. Wyglinski. Software-Defined Radio for Engineers. Artech House, 2018. 352 p. ISBN: 9781630814571.
6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. : Радио и связь, 2003. 197 с.
7. Коротецкий Е. В., Шитиков А. М., Денисенко В. В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95–104.
8. ГОСТ 23282-91 Решётки антенные Термины и определения М. : Изд-во стандартов, 1991. 9 с.; 22 см.
9. Бахрах Л. Д., Бей Н. А., Братчиков А. Н. Проблемы антенной техники. М. : Радио и связь, 1989. 368 с.

УДК 621.396.965

ГРНТИ 47.05.17

МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ СОПРОВОЖДЕНИЯ НАДВОДНЫХ МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ

В. Л. Дао, А. А. Коновалов, М. Х. Ле

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В. И. Ульянова (Ленина)

Исследуется многомодельный алгоритм с переменной структурой для отслеживания маневрирующих надводных целей. Предлагаемый алгоритм представляет собой алгоритм многомодельный, в котором используется переменный набор моделей с использованием метода адаптивной сетки. Результаты моделирования показывают, что использование данного алгоритма существенно сокращает вычисления и повышает эффективности по сравнению с алгоритмом многомодельный с фиксированной структурой предыдущего поколения.

траекторная фильтрация, IMM-фильтр, сопровождение цели, VSMM алгоритм, адаптация сетки.

Алгоритм IMM является одним из наиболее эффективных среди многомодельных алгоритмов, используемых для преодоления часто возникающих неопределенностей в отношении состояний и параметров динамической системы [1–4]. Это первый алгоритм, который имеет достаточную экономическую эффективность и может быть применен ко многим актуальным задачам оценивания с переменными структурами или параметрами. Основные характеристики алгоритма IMM таковы: существуют взаимодействия между моделями; учитываются переходы между моделями движения цели; а модели движения цели предполагаются марковским процессом. Однако, IMM алгоритм использует фиксированный набор моделей и требует матрицы переходных вероятностей для управления возможностью переключения между моделями. На практике, режимы маневра цели неизвестны, поэтому невозможно использовать малый набор моделей для покрытия общие модели маневра цели. Следовательно, требуется большой набор моделей. Однако использование большого количества моделей значительно увеличивает вычислительную нагрузку и не гарантирует лучшей производительности. В этой статье представлен MM с переменной структурой, использующий модель СТ [5] с адаптивной сеткой для решения вышеуказанной проблемы.

Алгоритм MM с переменной структурой

Алгоритм адаптивной сетки

В отличие от алгоритма IMM с фиксированной сеткой, модели в алгоритме VSMM с адаптивной сеткой выбираются адаптивно в соответствии с выбранными параметрами; т. е. в непрерывном интервале интерактивные модели выборочно определяются по вероятностям перехода, вероятностям переключения моделей и т. д.

Предположим, что реальная скорость поворота маневрирующей цели в настоящий момент неизвестна, но находится в непрерывном интервале $[-\omega_{\max}, \omega_{\max}]$, где ω_{\max} – максимальное скорости поворота цели. Набор моделей $M_k = [\omega_L^k \ \omega_C^k \ \omega_R^k]$. Значений сетки $(\omega_L^k, \omega_C^k, \omega_R^k) \in [-\omega_{\max}, \omega_{\max}]$, $k = 1, 2, \dots, N$. Буквы L, C, R обозначают левую, центральную и правую модели конфигурации MM соответственно. Большой набор моделей основан на различных ω_i , $i = 1, 2, \dots, n$ можно разделить на подмножества, как показано на рис. 1, где каждое подмножество представляет собой возможный переменной набор моделей в любое время и содержит только три модели, то есть правую, центральную и левую модели. Стрелка от одной модели к другой указывает на правильный сдвиг модели. Как размер, так

и центр набора моделей могут быть скорректированы в соответствии с соответствующим правилом принятия решения. Стрелки по обеим сторонам обозначают возможное смещение вправо или влево.

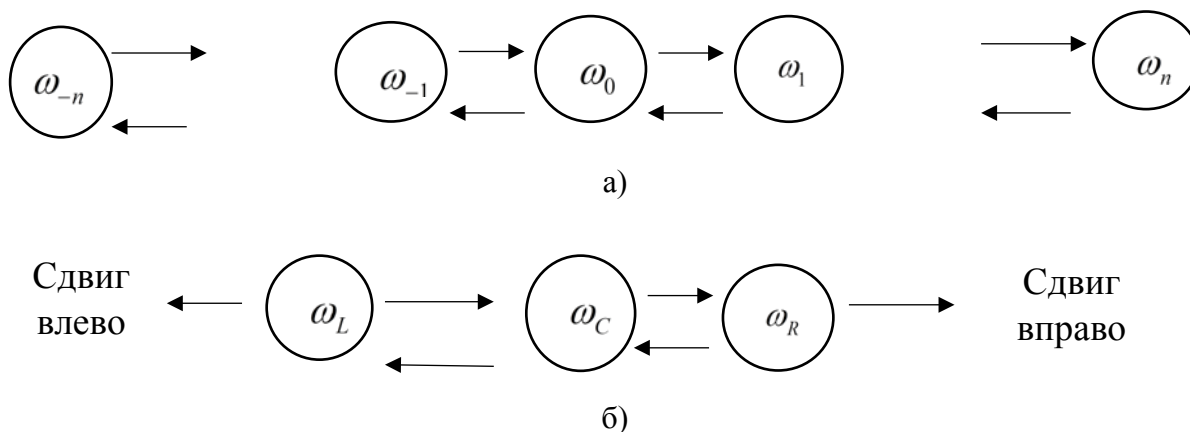


Рис 1. Схема сдвига моделей: а) все возможные модели, б) возможный переменный набор моделей

В алгоритме VSMM правило принятия решения, основанное на схеме адаптивной сетки, состоит из следующих двух основных элементов: Во-первых, перенастройка центра сетки. Во-вторых, перенастройка расстояния по сетке и выбор порогов для активации перехода. Здесь центр сетки можно рассматривать как центральную модель, а расстояние сетки – это диапазон между любыми двумя моделями.

Исходя из вышеизложенного, решающее правило реализует следующую простую адаптивную логику. Алгоритм VSMM первоначально запускался с необработанной сеткой $M_0 = [\omega_L^0 \ \omega_C^0 \ \omega_R^0]$. Сетка была скорректирована в следующих двух логических шагах адаптации:

1. Корректировка центра сетки

$$\omega_C^{k+1} = \begin{cases} \mu_L^k \omega_L^k + \mu_C^k \omega_C^k + \mu_R^k \omega_R^k, & \text{если } \mu_C^k \leq t_1 \\ \omega_C^k, & \text{остальные} \end{cases},$$

где μ_i^k – апостериорная вероятность i -й модели в момент времени k .

2. Корректировка расстояния сетки

Случай 1: Когда $\mu_C^k = \max(\mu_L^k, \mu_C^k, \mu_R^k)$, нет сдвига между моделями.

$$\omega_L^{k+1} = \begin{cases} \omega_C^{k+1} - \frac{\delta_L^k}{2}, & \text{если } \mu_L^k < t_2, \\ \omega_C^{k+1} - \delta_L^k, & \text{остальные,} \end{cases}$$

$$\omega_R^{k+1} = \begin{cases} \omega_C^{k+1} - \frac{\delta_R^k}{2}, & \text{если } \mu_R^k < t_2, \\ \omega_C^{k+1} - \delta_R^k, & \text{остальные,} \end{cases}$$

где $\delta_L^k = \max(\omega_C^k - \omega_L^k, r)$, $\delta_R^k = \max(\omega_R^k - \omega_C^k, r)$, t_2 - порог для обнаружения маловероятной модели, а r – расстояние модели (параметр проектирования).

Случай 2: Когда $\mu_L^k = \max(\mu_L^k, \mu_C^k, \mu_R^k)$, сдвиг влево.

$$\omega_L^{k+1} = \begin{cases} \omega_C^{k+1} - 2\delta_L^k, & \text{если } \mu_L^k > t_3, \\ \omega_C^{k+1} - \delta_L^k, & \text{остальные,} \end{cases}$$

$$\omega_R^{k+1} = \omega_C^{k+1} + \delta_R^k$$

где t_3 – порог обнаружения значимой модели.

Случай 3: Когда $\mu_R^k = \max(\mu_L^k, \mu_C^k, \mu_R^k)$, сдвиг вправо.

$$\omega_L^{k+1} = \omega_C^{k+1} + \delta_L^k$$

$$\omega_R^{k+1} = \begin{cases} \omega_C^{k+1} + 2\delta_R^k, & \text{если } \mu_R^k > t_3, \\ \omega_C^{k+1} + \delta_R^k, & \text{остальные.} \end{cases}$$

Результат моделирования

Чтобы проанализировать и оценить эффективность предложенного алгоритма рассматривается сценарий сопровождения маневрирующей цели. Цель движется сначала с постоянной скоростью, а затем поворачивается. Начальное состояние цели $x_0 = y_0 = 1km$, $v_{0x} = 10$ (узлов) $v_{0y} = 6$ (узлов), $\sigma_p = 60$ (м), $\sigma_a = 0,5^\circ$, общее время движения 750с, а другие соответствующие параметры движения указаны в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры движения цели

Время, с	Скорость поворота, град/с
0–90	0
90–180	–2
180–240	0
240–330	2
330–360	0
360–540	–1
540–600	0
600–750	1

Для сравнения выбран алгоритм IMM, который использует фиксированный набор моделей с 5 моделями поворота $M = [-2, -1, 0, 1, 2]$. Начальные вероятности модели $\mu_0 = [0,025 \ 0,025 \ 0,9 \ 0,025 \ 0,025]$, Порог $t_1 = 0,3$, $t_2 = 0,25$, $t_3 = 0,75$, $\omega_{\max} = 3^\circ / c$ и матрица переходных вероятностей:

$$\pi_{is} = \begin{cases} 0,9 & \text{если } i = s, \\ \frac{0,1}{N-1} & \text{если } i \neq s, \end{cases}$$

где N – количество моделей.

Результаты моделирования представлены на рис. 2–7.

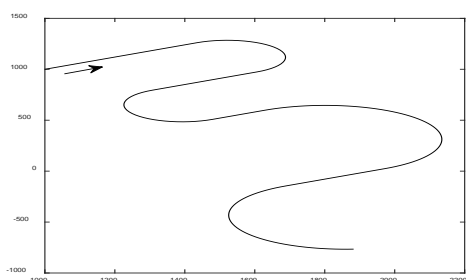


Рис 2. Истинная траектория цели

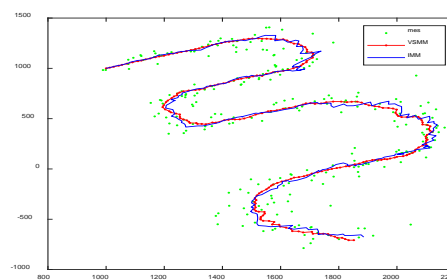


Рис 3. Траектория после фильтрации

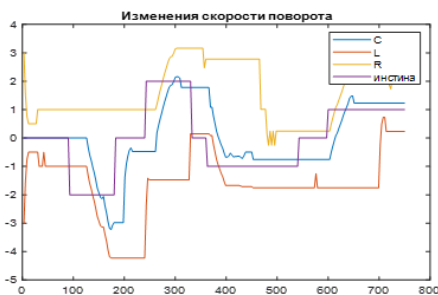


Рис 4. Изменения скорости поворота

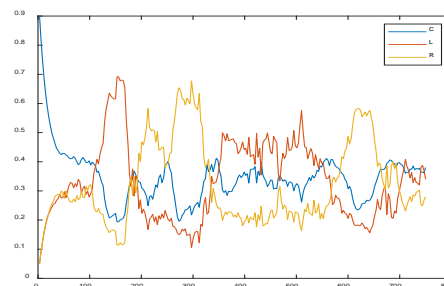


Рис 5. Вероятности модели в VSMM

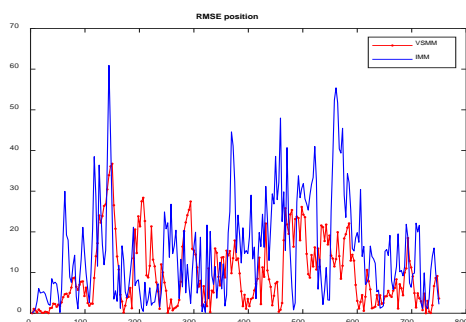


Рис 6. СКО по позиции

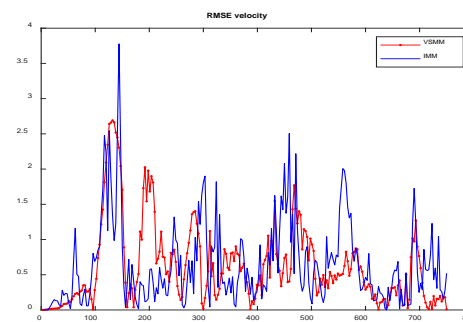


Рис 7. СКО по скорости

Заключение

Представлен метод отслеживания VSMM с адаптивной сеткой переменной структуры. Результаты моделирования показывают, что предложенный метод позволяет точно сопровождать маневрирующие цели. Результаты оценки траектории цели, как правило, лучше, чем в предыдущем методе.

Список используемых источников

1. Li X. R., Bar-Shalom Y., Blair W. D. Engineer's guide to variable-structure multiple-model estimation for tracking // Multitarget-multisensor tracking: Applications and advances. 2000. V. 3. PP. 499–567.
2. Li X. R., Bar-Shalom Y. Design of an interacting multiple model algorithm for air traffic control tracking // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 1993. V. 1. No. 3. PP. 186–194.
3. Blom H. A. P., Bar-Shalom Y. The interacting multiple model algorithm for systems with Markovian switching coefficients // IEEE transactions on Automatic Control. 1988. V. 33. No. 8. PP. 780–783.
4. Li X. R., Leondes C. T. Hybrid estimation techniques // Control and Dynamic Systems: Advances in Theory and Applications. 1996. V. 76. PP. 213–287.
5. Дао В. Л., Коновалов А. А., Ле М. Хо. Сопровождение надводной цели с использованием интерактивного многомодельного алгоритма // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 184–189.

УДК 621.396.965
ГРНТИ 47.05.17

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ДЕРЕВЬЕВ РЕШЕНИЙ
И СЛУЧАЙНЫХ ЛЕСОВ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ
МАЛОРАЗМЕРНЫХ ВОЗДУШНЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ
ТРАЕКТОРНЫХ ПРИЗНАКОВ**

В. Л. Дао, А. А. Коновалов, М. Х. Ле

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В. И. Ульянова (Ленина)

В данной статье рассматривается задача распознавания малых воздушных целей, актуальность которой обусловлена устойчивой тенденцией роста сфер применения

беспилотных воздушных средств различного типа. Исследованы особенности использования деревьев решений и случайных лесов для решения задач распознавания малых ВЦ. Приводятся результаты экспериментального анализа качества методов при распознавании малых БВС и птиц на основе их траекторных признаков.

радиолокационное распознавание, дерево решений, случайный лес, малые БВС, траекторные признаки.

Актуальность обнаружения и распознавания малых воздушных целей обусловлена интенсивным развитием БВС и возрастанием степени угроз, связанных с их широким использованием [1, 2, 3]. С целью контроля пространства и противодействия опасностям БВС в настоящее время создаются различные радиотехнические средства, при этом предпочтительным представляется использование средств полуактивной радиолокации. Основными преимуществами полуактивных РЛС перед традиционными активными РЛС являются отсутствие в ее составе собственного передатчика, меньшая стоимость производства, размещения и эксплуатации; отсутствие необходимости выделения частоты; отсутствие вредного воздействия на окружающую среду и помех другим радиотехническим устройствам; высокая скрытность.

Во многих публикациях основное внимание при распознавании малых БВС сосредоточено на анализе сигнальных признаков [2, 4]. Однако эти методы не всегда применимы: для построения дальностного портрета необходимо иметь высокое разрешение по дальности, микродоплеровская сигнатура при обычно используемых пластмассовых винтах различима в основном на малых дальностях. В этом случае сложно отличить БВС с пластиковым винтом от птицы, только анализируя их отражения на двумерной поверхности «задержка–доплеровский сдвиг частоты». В таких случаях использование траекторных признаков является перспективным и эффективным способом. Траекторные признаки – это параметры траекторий целей, характеризующие ее тактико-технические характеристики. Для движущихся целей такими параметрами являются скорость, ускорение, высота, направление (курс) и др. [5].

Алгоритма распознавания малоразмерных ВЦ по траекторным признакам с методом обучения

Для решения поставленной задачи необходимо разработать методику, в соответствие с которой будет осуществляться процесс предварительной обработки, оценки информационных признаков, обучения и распознавания. На рис. 1 представлена блок-схема алгоритма распознавания малоразмерных ВЦ по траекторным признакам с методом обучения.

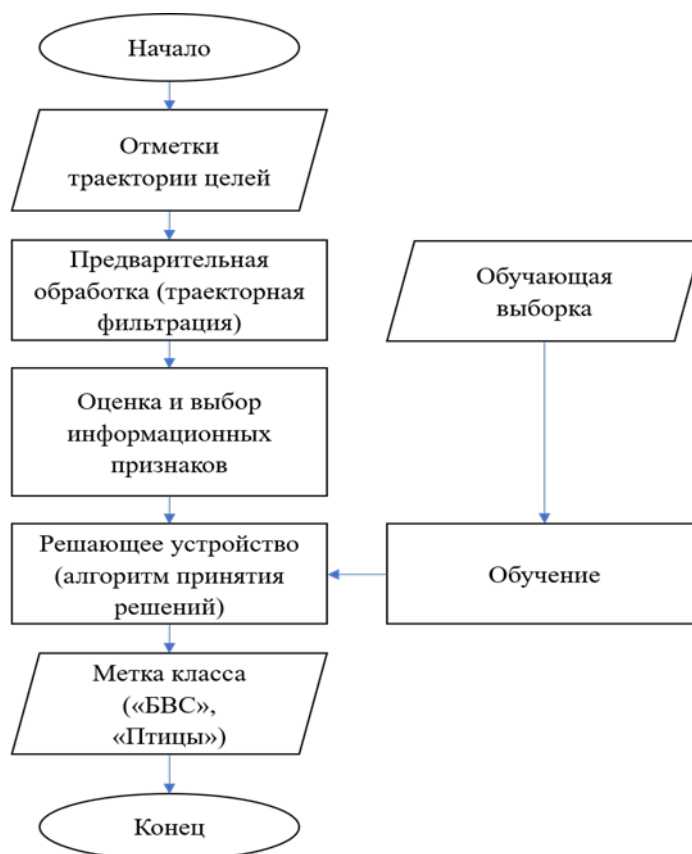


Рис. 1. Блок-схема алгоритма распознавания малозаметных ВЦ по траекторным признакам

Методы деревьев решений

Деревья решений – это алгоритм принятия решений, представленный в виде дерева, узлы которого содержат проверки соответствия значений признаков распознаваемого класса, а связи определяют переходы между узлами для получения решения для распознаваемого класса [6, 7]. Деревья решений являются мощными и популярными моделями машинного обучения, поскольку они обладают визуализируемостью модели в виде дерева, простоту интерпретации результатов модели и отсутствие требований по нормализации признаков.

Существуют различные методы построения деревьев: ID3 использует энтропийный критерий, C4.5 (усовершенствованная версия алгоритма) использует критерий Gain Ratio, алгоритм CART – критерий Джини. В данной работе был выбран алгоритм CART, поскольку он может использовать редукцию для избежания переобучения. В алгоритме CART рекурсивно строится бинарное дерево решений. Дерево создается до максимального размера без использования правила останова, а затем обрезается. Алгоритм строит не одно дерево, а последовательность вложенных обрезанных деревьев. Выбор наилучшего разбиения происходит на основе скользящего контроля. Критерий разбиения основан на индексе Джини [7]:

$$Gini(Q) = 1 - \sum_{i=1}^n p_i^2,$$

где Q – результирующее множество, n – число классов в нем, p_i – вероятность i -го класса. Индекс показывает, как часто случайно выбранный пример обучающего множества будет распознан неправильно. Минимальное значение показателя говорит о хорошей работе модели.

Метод случайного леса

Метод случайного леса – алгоритм машинного обучения, суть которого состоит в использовании ансамбля решающих деревьев, каждое из которых строится на основе бутстреп-выборки из исходной обучающей выборки (баггинг), причем для расщепления вершин аналогично используется только часть случайно отбираемых признаков [8, 9]. Кроме того, строится полное дерево (без усечения). Распознавание деревьев в ансамбле осуществляется большинством голосов. Сами по себе деревья решений обеспечивают крайне низкое качество распознавания, но за счет их большого количества результаты значительно улучшаются.

Процесс работы метода случайного леса распознавания может быть представлен в следующем виде:

1. Для $i = 1, 2, \dots, N$ (здесь N — количество деревьев в ансамбле): сформировать бутстреп выборку S размера l по исходной обучающей выборке D , по бутстреп выборке S индуцировать неусеченное дерево решений T_i . После выполнения первого этапа мы получаем набор деревьев решений $\{T_i\}_1^N$.

2. Предсказание новых наблюдений выполнять следующим образом: пусть $k_i(x) \in \{k_1, k_2, \dots, k_n\}$ – класс, предсказанный деревом решений T_i , т. е. $T_i(x) = k_i(x)$; тогда $k_{f'}^N(x)$ – класс большинства голосов в множестве $\{k_b(x)\}_1^N$.

Экспериментальный анализ качества методов распознавания

Для оценки возможности применения методов деревьев решений и случайных лесов для решения задачи распознавания малых воздушных целей на основе траекторных признаков, проведен анализ в среде Matlab экспериментальных данных, полученных полуактивным локатором. На рис. 2 (см. ниже) представлена аппаратура, использованная в ходе эксперимента.

Для обучения и контроля использовались выборки из 316 участков траекторий беспилотника и птиц, в качестве признаков распознавания использовались средняя скорость, СКО скорости, среднее ускорение, СКО ускорения, СКО курса, средняя скорость поворота, СКО скорости поворота. Полученные экспериментальные результаты представлены в таблице 1. Каждый из методов был применен сначала к обучающему набору данных, а затем к тестовому.



а)

б)

Рис. 2. Экспериментальная аппаратура:
а) опытный образец полуактивного локатора; б) беспилотник DJI Phantom 3

ТАБЛИЦА 1. Сравнение качества распознавания целей метода деревьев решений и случайных лесов

Классификатор	Метрика		
	Правильность (Accuracy)	Точность (Precision)	Полнота (Recall)
Решающие деревья (CART)	95,31 %	90,10 %	92,50 %
Метод случайных лесов	96,83 %	95,80 %	92,8 %

При использовании каждого из методов доля корректно классифицированных целей на тестовой выборке составила выше 90 %. Случайные леса обеспечивают более высокую точность, так как деревья в ансамбле слабо коррелированы вследствие двойной инъекции случайности в индуктивный алгоритм – посредством баггинга и использования метода случайных подпространств.

Заключение

В ходе проведенных исследований были разработаны алгоритмы распознавания малоразмерных радиолокационных целей на основе траекторных признаков с использованием метода деревьев решений и случайных лесов. Проведенное на реальных данных полуактивной РЛС экспериментальное исследование качества распознавания показало, что оба рассматриваемых метода обеспечивают вероятность корректного распознавания более 90%, при этом метод случайных лесов по всем параметрам несколько превосходит метод решающих деревьев.

Список используемых источников

1. Liu J., Xu Q. Y., Chen W. S. Classification of Bird and Drone Targets Based on Motion Characteristics and Random Forest Model Using Surveillance Radar Data // IEEE Access. 2021. V. 9. PP. 160135–160144.
2. Воробьев Е. Н. Исследование сигнальных признаков распознавания малых БПЛА в полуактивной РЛС // Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. 2019. № 4 (116). С. 72–77.
3. Макаренко С. И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. СПб. : Научно-технические технологии, 2020. 204 с.
4. Бархатов А. В., Веремьев В. И., Воробьев Е. Н., Коновалов А. А., Ковалев Д. А., Кутузов В. М., Михайлов В. Н. Пассивная когерентная радиолокация. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 163 с.
5. Dao L. V., Konovalov A. A., Le H. M. Analysis of Trajectory Features for Small UAVs Recognition // 2022 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). IEEE, 2022. PP. 1341–1345.
6. Barbaresco F., Brooks D., Adnet C. Machine and Deep Learning for Drone Radar Recognition by Micro-Doppler and Kinematic criteria // 2020 IEEE Radar Conference (Radar-Conf20). IEEE, 2020. PP. 1–6.
7. Субботин С. А. Построение деревьев решений для случая малоинформативных признаков // Радиоэлектроника, информатика, управління. 2019. № 1 (48). С. 122–131.
8. Чистяков С. П. Случайные леса: обзор // Труды Карельского научного центра Российской академии наук. 2013. № 1. С. 117–136.
9. Dietterich T. G. An experimental comparison of three methods for constructing ensembles of decision trees: Bagging, boosting, and randomization // Machine learning. 2000. V. 40. No. 2. PP. 139–157.

УДК 621.396.677.71
ГРНТИ 47.45.29

ОБЗОР АНТЕНН БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В ДИАПАЗОНЕ mmWAVE

В. В. Дмитриева, Ф. С. Поткин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В современном мире частотный ресурс является важнейшей его составляющей, спрос на него постоянно растёт в связи с увеличением количества пользователей и объёмов передаваемой информации с каждым годом. Одним из способов расширения данного ресурса является переход на не используемые частотные диапазоны: миллиметровые волны. В настоящее время для диапазона mmWave предполагается полоса частот 24,25–27,5 ГГц и 26,5–29,5 ГГц.

В данной работе произведен анализ проблем, связанных с работой в миллиметровом диапазоне, рассмотрены конструктивные решения, типы антенн и антенных систем, подходящие для работы в диапазоне mmWave.

антенны, базовые станции, 5G, mmWave.

Система сотовой связи строится в виде совокупности сот, обеспечивающие радиосвязью отдельные зоны. В центре каждой из таких сот находится приёмопередатчик – базовая станция. Соты накладываются, перекрываются и впоследствии образуют сеть. Зона покрытия базовой станции, при рассмотрении на ровной идеальной поверхности, представляет собой круг, некоторого радиуса. Главными составляющими данных сетей, являются приёмопередатчики, которые работают в одном диапазоне частот, и оборудование коммутации, которое определяет местоположение подвижных станций и обеспечивает непрерывную связь при перемещении мобильного устройства из зоны действия одного приёмопередатчика в зону действия другого. Базовые станции и мобильные устройства считаются основными составляющими сотовой сети. Базовые станции миллиметровых волн нет необходимости размещать на огромном пространстве для обширного покрытия, так как их основная задача разгрузить сеть, поэтому установка целесообразна в местах с высокой загруженностью радиочастотного спектра.

Ожидается, что сети пятого поколения будут использовать более высокие частоты, чем традиционные системы сотовой связи, не превышающие 6 ГГц. Использование диапазона миллиметровых волн (*mmWave*) в сетях 5G ставит перед собой уникальный набор проблем. Уязвимость к препятствиям, затуханию и большие потери на трассах, вызванные высоким уровнем поглощения, требуют тщательного планирования для достижения желаемого качества обслуживания. Работать с данным диапазоном частот довольно давно научились при фиксированном оборудовании, но, когда идёт речь о подвижной системе возникает множество трудностей: обеспечить устойчивую связь даже при отсутствии прямой видимости, обеспечить должный уровень покрытия сети, при факторе сильного затухания волн в атмосфере. Из этого следует, что антенна базовой станции должна обладать узкой диаграммой направленности, с высокими показателями коэффициента усиления [1].

Базовая станция обычно делится на несколько секторов, классическая конфигурация предполагает использование трёхсекторной сотовой конфигурации, но, учитывая особенности распространения радиоволн миллиметрового диапазона в данной работе предполагается использование шестисекторной конфигурации. Это позволяет обеспечить дополнительную пропускную способность за счёт пространственного мультиплексирования и минимизации помех. Базовая станция должна обеспечивать высокую мощность передачи и высокий коэффициент усиления антенны [2].

Для обеспечения заданных параметров необходимо использовать антенную решётку, так как общий коэффициент усиления будет складываться из собственного усиления антенны и коэффициента формирования диаграммы направленности.

Далее будут предложены несколько вариантов антенн, для построения антенной решётки.

При работе в диапазоне миллиметровых волн важно учитывать, что при отсутствии прямой видимости линии связи между передатчиком и приёмником могут быть нарушены. Поэтому важно, чтобы антенна миллиметрового диапазона имела возможность управлять лучом для поддержания прямой видимости. Так в [3] предполагается использовать фазированную антенную решётку для сканирования в разных углах приема сигнала, чтобы поддержать прямую видимость между передатчиком и приёмником.

Следует учитывать, что потеря сигнала из-за затенения и блокировки станет слабым местом при работе в диапазоне mmWave. Плотное развёртывание БС также увеличит помехи от базовых станций, находящихся в зоне прямой видимости, что ещё больше повысит вероятность выхода из строя базовых станций.

Так как антенны миллиметрового диапазона должны иметь высокую точность направления главного лепестка ДН, то помехи будут ограничены, а значит выгода от уплотнения тоже ограничена. Так близко расположенные станции могут послужить причиной возникновения Рэлеевских замираний в канале, станции начнут мешать друг другу, нежели улучшат покрытие сети [4]. Учитывая данные факторы, можно сделать вывод, что для борьбы с проблемой замираний в канале связи следует учитывать планирование размещения БС миллиметрового диапазона.

При анализе различных типов конструкций антенн БС, можно выделить несколько антенных систем (табл. 1).

ТАБЛИЦА 1. Антенные решётки миллиметрового диапазона

Источник	Тип антенной системы	Центральная частота, ГГц	КУ, дБи	Полоса пропускания, ГГц
[2]	АР, состоящая из 48 рупорных излучателей	28	26,28	0,50
[3]	ФАР, состоящая из 64 печатных элементов	26	23,95	3,25
[5]	АР, состоящая из 16 излучателей Вивальди	28	22,30	0,50
[6]	АР, состоящая из 64 элементов Quasi-Yagi	26	19,40	2,00
Данная работа	3 ВЦАР по 24 щели в каждой	26	26,48	1,23

Также перспективными в этой области являются щелевые АР, так как данные излучатели имеют малые поперечные размеры, простую конструкцию; возможность выполнения заподлицо с металлической поверхностью, в которой они прорезаны, возможность сравнительно легкой реализации электрического сканирования ДН за счет изменения рабочей частоты. Помимо того, щелевые антенны имеют высокий КПД.

В качестве приёмопередатчика базовой станции в этой работе предполагается использование волноводно-щелевой антенной решётки.

Для формирования узких пространственных ДН и высоких значений КНД и КУ порядка 30–40 дБ используют плоские ВЩАР, например, в виде набора линейных ВЩАР как это показано на рис. 1.

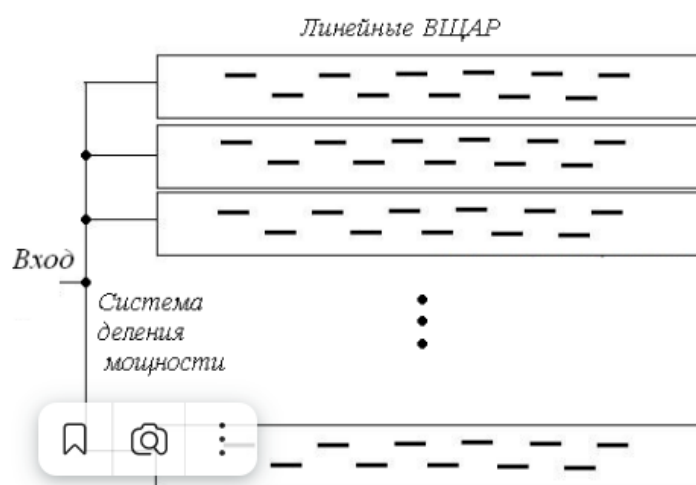


Рис. 1. Линейная волноводно-щелевая антенная решётка

Такая антенная решётка состоит из горизонтального ряда волноводно-щелевых антенн. Геометрические параметры волноводно-щелевой антенны указаны на рис. 2.

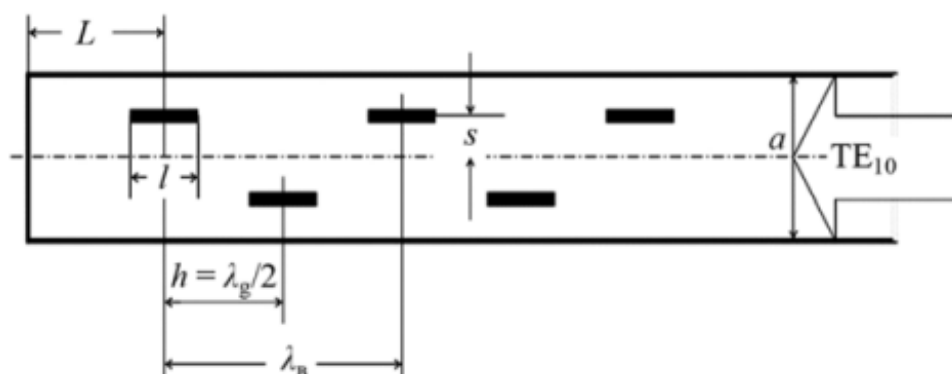


Рис. 2. Геометрические параметры волноводно-щелевой антенны

В [7] подробно расписана методика расчёта ВЩА. После проведённых расчётов была построена модель ВЩА в Ansys HFSS рис. 3.

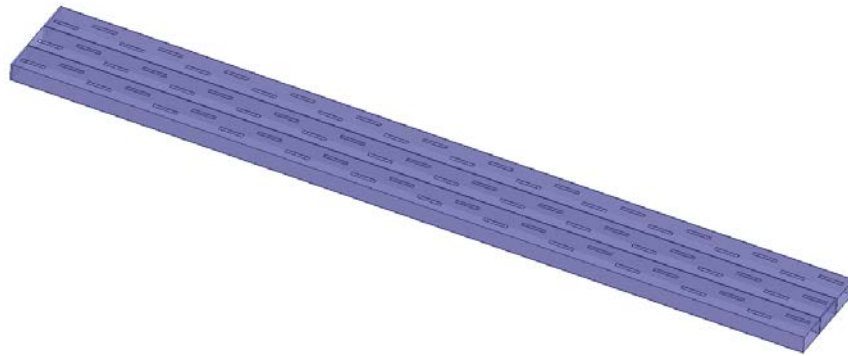


Рис. 3. Модель трёх линейных ВЩАР с 24 щелями в каждой

Использование 3 ВЩАР предоставляет возможность управления ДН антенной системы за счёт фазирования системы, благодаря чему можно регулировать ширину главного лепестка ДН (рис. 4). На рис. 5 продемонстрированы графики ДН в полярной системе координат, спроектированной АС по углу места и азимуту. Определить полосу пропускания можно по рис. 6.

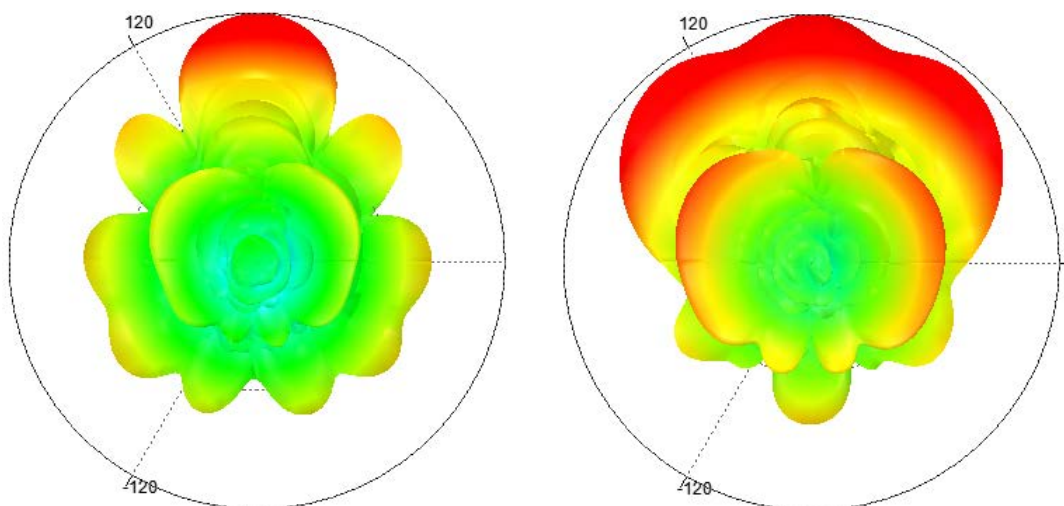


Рис. 4. Ширина главного лепестка ДН при различном фазировании

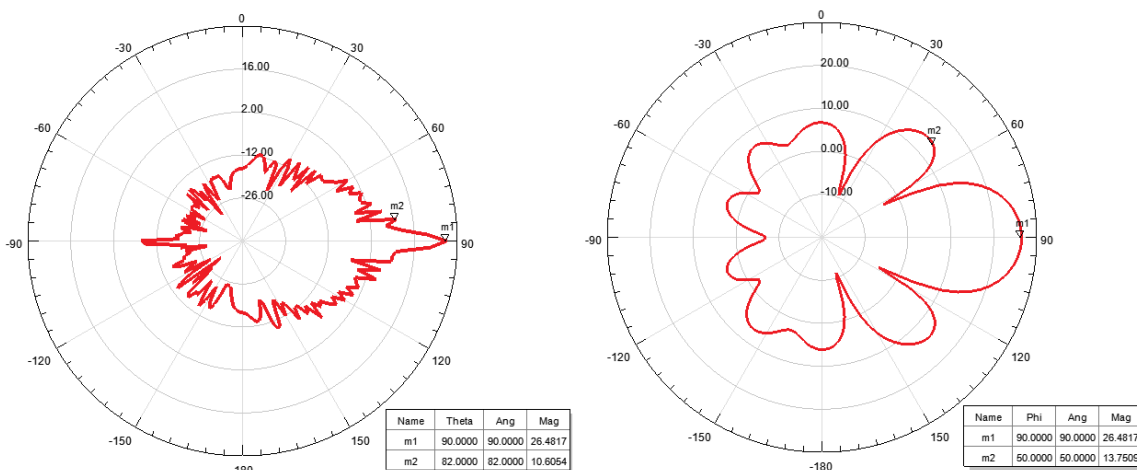


Рис. 5. ДН в полярной системе, спроектированной АС по углу места и азимуту

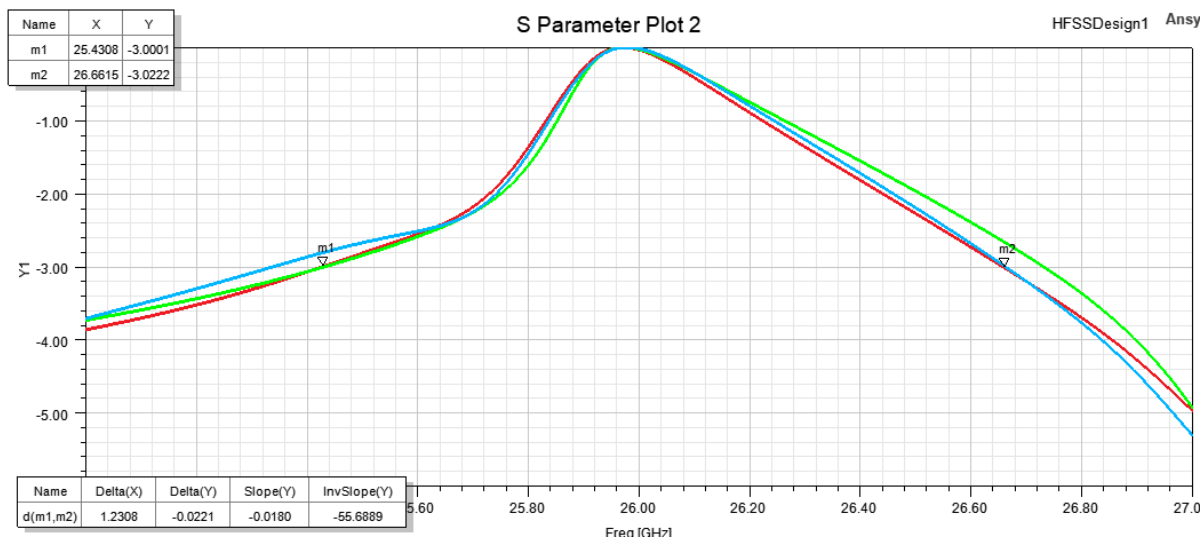


Рис. 6. S-Parameter

В настоящей работе рассмотрены антенные системы миллиметрового диапазона, проведён расчёт и моделирование ВЦАР. Рассчитанная АС имеет высокий КУ, возможность управления лучом ДН за счёт свойств частотного сканирования волноводно-щелевых решёток и расширения главного лепестка ДН при помощи фазирования 3 ВЦАР.

В таблице 1 сведены некоторые типы возможных антенн базовых станций. Данные АР имеют характерную узкую ДН с высоким КУ 19 и более дБи. В предложенной конструкции в дальнейших исследованиях необходимо увеличить полосу пропускания путём использования нерезонансных щелей.

Список используемых источников

1. Anjinappa, C. K., Erden D., & Guvenc, I. (2021). Base Station and Passive Reflectors Placement for Urban mmWave Networks // *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 70(4), 3525–3539.
2. Rajagpal, S., Abu-Surra, S. Zhouyue Pi, & Khan, F. (2011). Antenna Array Design for Multi-Gbps mmWave Mobile Broadband Communication // *2011 IEEE Global Telecommunications Conference – GLOBECOM 2011*.
3. Tan, Y. C. M., & Guan Hong, N. (2020). 64-Elements mmWave Detachable Phased Array Antenna for 5G 26GHz Band // *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*.
4. Maamari, D., Devroye, N., & Tuninetti, D. (2016). Coverage in mmWave Cellular Networks With Base Station Co-Operation // *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 15(4), 2981–2994.
5. Sethi, W. T., M. A., Ragheb, A., Alasaad, A., & Alshebeili, S. A. (2018). Demonstration of Mili,eter Wave 5G Setup Employing High-Gain Vivaldi Array // *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018, 1–12.
6. Ojaroudi Parchin, N., Alibakshikenari, M., Jahanbakhsh Basherlou, H., A. Abd-Alhameed, R., Rodriguez, J., & Limiti, E. (2019). MM-Wave Phased Array Quasi-Yagi Antenna for the Upcoming 5G Cellular Communications // *Applied Sciences*, 9 (5), 978.

7. Минаев И. М., Сергейчев К. Ф. Плазменные антенные решетки (волноводно-щелевые и вибраторные) // Российская академия наук. 2014. Т. 70. С. 186–213.

Статья представлена доцентом кафедры РОС СПбГУТ, кандидатом физико-математических наук, доцентом К. О. Коровиным.

УДК 621.396.67.012.12
ГРНТИ 47.45.29

ОПЫТ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВОСЬМИКАНАЛЬНОЙ ФАР

Н. П. Дунаев, С. В. Кузьмин, В. А. Макаров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье описывается опыт создания восьмиканальной фазированной антенной решетки, состоящей из 8-битного фазовращателя, 6-битного аттенюатора, платы управления, излучателей и сумматоров. Предлагаемая антенная решетка позволяет исследовать как электродинамические характеристики антенны, так и характеристики системы управления, питания и контроля. В результате могут быть отработаны алгоритмы калибровки, синтеза диаграмм направленности и адаптации. Конструкция позволяет менять конфигурацию антенны в части изменения типов излучателей и их взаимного расположения.

ФАР, фазовращатель, аттенюатор, STM32H7, Arinst VNA-DL.

При проведении научных исследований в прикладных областях желательно подтверждение теоретических результатов экспериментальными данными. Для повышения актуальности и качества научных исследований в области антенных решёток (АР), за счёт возможности проведения натуральных экспериментов, спроектирована восьмиканальная фазированная антенная решётка (ФАР) с системой управления лучом [1, 2].

Поскольку ФАР создаётся для исследовательских целей, то к ней предъявляется ряд требований, повышающих гибкость управления и позволяющих производить реконфигурацию. В частности, модульное исполнение и отдельное и независимое управление фазой и амплитудой в каждом канале.

На рис. 1 представлена структурная схема разрабатываемой антенной системы.

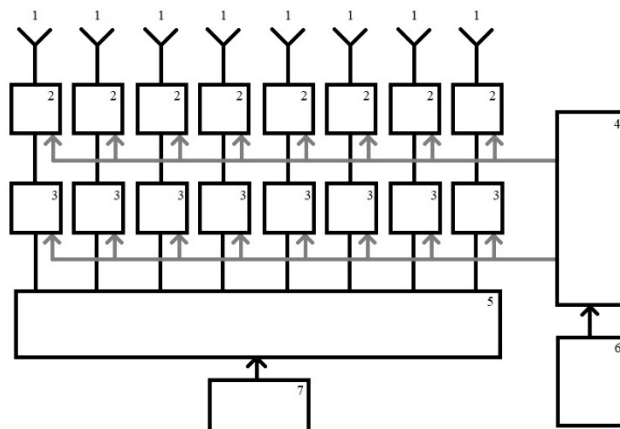


Рис. 1. Структурная схема ФАР: 1 – излучатели; 2 – аттенюаторы; 3 – фазовращатели; 4 – плата управления аттенюаторами и фазовращателями; 5 – сумматоры; 6 – блок питания; 7 – приёмник

Для изменения амплитудно-фазового распределения (АФР) реализована система управления лучом, состоящая из платы управления каналами и ПК, отправляющего коды управления. Непосредственное изменение АФР, в разработанной ФАР, производится с использованием фазовращателей и аттенюаторов (Ф/А), которые подключаются по SPI к плате управления. В качестве платы управления Ф/А была выбрана отладочная плата с микроконтроллером STM32H723 [3].

Компенсация паразитного изменения фазы в аттенюаторе и амплитуды в фазовращателе осуществляется с помощью кодов управления, поиск которых происходит в автоматическом режиме перебором всех возможных режимов работы узла Ф/А. Для установки требуемого значения в полярной системе координат выставляются все точки возможных состояний на основании собранных данных. Затем по критерию минимального расстояния выбирается точка, максимально приближённая к требуемому АФР.

Для Ф/А были выбраны модули с микросхемой фазовращателя PE44820 [4] и с микросхемой аттенюатора PE4302 [5]. Основные характеристики данных микросхемы представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Основные характеристики Ф/А

	Аттенюатор	Фазовращатель
Рабочий диапазон, ГГц	DC-4	1,1–3
Разрядность, бит	6	8
Ошибка по фазе, градусы	–	1
Ошибка по амплитуде, дБ	±0,15	±0,1
Шаг	0,5 дБ	1,4°
Тип корпуса	QFN-20, 4×4	QFN-32, 5×5
Волновое сопротивление, Ом	50	
Интерфейс	Последовательный	

На модуле фазовращателя размещен широкополосный усилитель (ШПУ) SBB5089Z, основные характеристики которого представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Основные характеристики усилителя

Рабочая частота, ГГц	50–6
Рассеивание мощности, мВт	550
Усиление, дБ	15,5
Коэффициент шумов, дБ	3,9
Входные потери на отражение, дБ	13

В соответствии с заданными характеристиками антенной решетки, на ПК формируется сообщение, которое будет отправляться на плату управления Ф/А, содержащее коды управления для каждого канала, размером 102 бита. По 6 бит на каждый аттенюатор и по 8 бит на каждый фазовращатель.

Согласно технической документации на фазовращатель [4], время установки – 365 нс, из этого следует, что частота переключения без искажений не более 2,74 МГц. Для аттенюатора частота переключения 10 МГц. В виду этого, при расчете скорости передачи сообщения и выборе необходимого интерфейса, мы будем ориентироваться на значения фазовращателя. Для установки необходимой фазы, фазовращателю нужно передать 13 бит, где:

1–8 бит – значение фазы;

9 бит – бит ОРТ, отвечает за выбор режима работы PE44820;

10–13 бит – адрес устройства.

Минимальная скорость рассчитывается по следующей формуле:

$$S = I_{\text{сооб}} * \vartheta,$$

где $I_{\text{сооб}}$ – объем сообщения, ϑ – частота переключения фазовращателя.

$$S = 13 * 2,74 * 10^6 = 36 \text{ Мбит/с}.$$

В соответствии с расчётом был выбран последовательный интерфейс подключения SPI.

С целью обеспечения: лучшей скорости передачи формируемого сообщения с ПК на плату управления, простоты подключения и использования, необходимо определить интерфейс для отправки его на плату управления Ф/А, который будет использован для отправки кодов управления с ПК. На данном этапе разработки, интерфейс выбирается из доступных, для выбранной платы управления (табл. 3).

ТАБЛИЦА 3. Интерфейсы STM32H723ZG

Интерфейс	Скорость передачи данных, Мбит/с
USB 2.0 OTG FS	12
USB 2.0 OTG HS	480
Ethernet E/FE	10/100

На данном этапе был выбран USB 2.0 OTG HS, в ходе дальнейшей разработки выбранный интерфейс можно будет заменить, на более быстрый (табл. 4), благодаря модульности разрабатываемой системы.

Таблица 4. Интерфейсы для предполагаемой замены

Интерфейс	Скорость передачи данных
USB 3.0 OTG PD	4800 Мбит/с
Ethernet GE	1 Гбит/с
Ethernet 10GE	10 Гбит/с

Для получения значений паразитных изменений характеристик, использовался векторный анализатор цепей (ВАЦ) Arinst VNA-DL и разработанное программное обеспечение, позволяющие переключать Ф/А и получать установленные значения фазы и амплитуды на заданных частотах с минимальной задержкой. ВАЦ калибровался с подключенными к нему Ф/А.

На рис. 3 и 4 представлены результаты измерений паразитных значений амплитуды и фазы, соответственно, на одном канале, для частот: 1600,42 МГц, 1900,54 МГц, 2100,62 МГц, 2300,70 МГц, 2400,74 МГц и 2621,66 МГц.

Подключение Ф/А производилось по схеме измерительной установки, представленной на рис. 2.

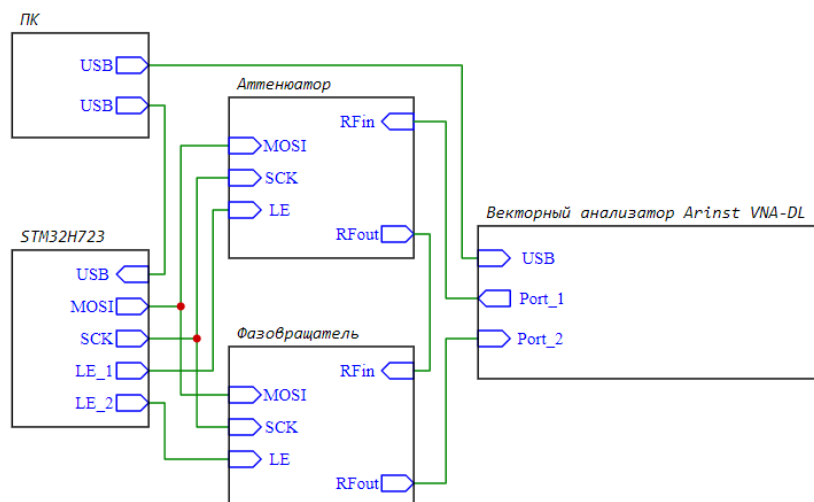


Рис. 2. Схема измерительной установки одного канала

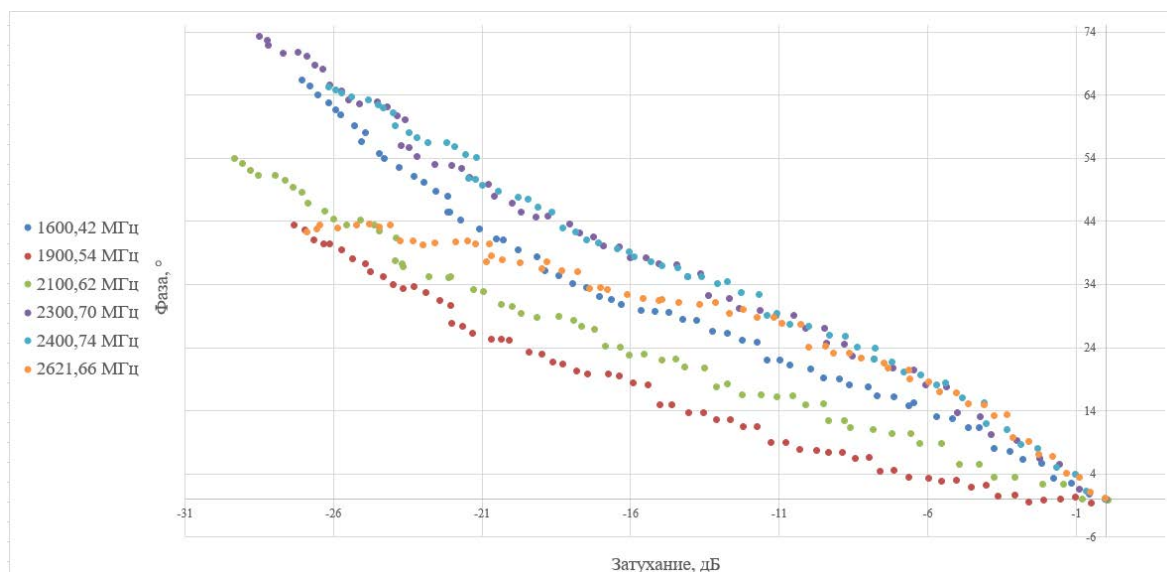


Рис. 3. Результаты измерения паразитных значений амплитуды

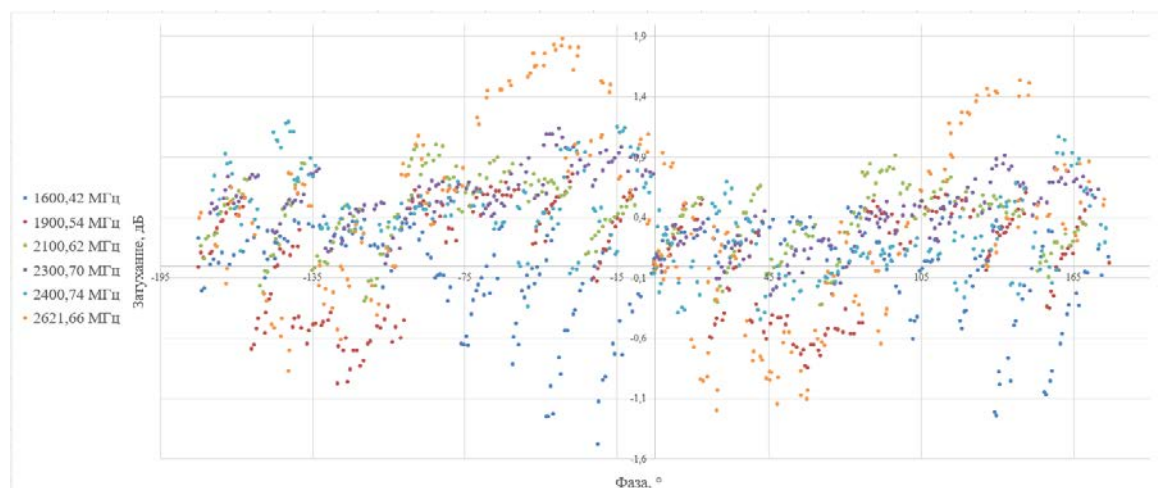


Рис. 4. Результаты измерения паразитных значений фазы

Разработанная антенная решетка, позволит изменять диаграмму направленности и осуществлять адаптацию к помеховой обстановке [6]. Она может применяться как для НИР, так и для подготовки специалистов соответствующего профиля.

Список используемых источников

1. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design., 4th Edition. John wiley & sons. 2016. 1104 p.
2. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 3rd Edition. Artech House. 2017. 691 p.
3. STMicroelectronics. STM32 Nucleo-144 development board with STM32H723ZG MCU. URL: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-h723zg.html> (дата обращения 26.03.2023).
4. PE44820 – Цифровой 8-битный фазовращатель. URL: <https://psemi.com/pdf/datasheets/pe44820ds.pdf> (дата обращения 26.03.2023).

5. PE4302 – Цифровой 6-битный аттенуатор. URL: http://west-l.com/uploads/tdpdf/uqpregrine_hf-switch-pe4302_en.pdf (дата обращения 26.03.2023).

6. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. : Радио и связь, 2003. 200 с.

УДК 621.396.621.5
ГРНТИ 49.43.29

АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ВИДА СИГНАЛА ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

А. И. Еременко, А. В. Кокорев, К. Ф. Слесарчик, С. Н. Шведов

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации

Статья посвящена анализу методов идентификации вида цифровой модуляции сигнала. Предложен гибридный алгоритм идентификации модуляции сигналов QAM, PSK, FSK и GMSK, обеспечивающий высокую вероятность правильного определения вида модуляции при малых размерах выборок (200–600 отсчетов) анализируемого сигнала и низких соотношениях сигнал/шум (3–5 Дб).

идентификация вида модуляции, цифровой сигнал, QAM, PSK, FSK, GMSK, Вейвлет-преобразование, гибридный алгоритм, метод гистограмм.

Задача идентификации модуляции сигнала актуальна в системах когнитивного радио, когда корректируются параметры радиосистемы в зависимости от состояния канала связи. Радиосистемой могут выбираться различные виды модуляции в зависимости от помеховой обстановки, этом контексте представляет интерес задача автоматизации процесса идентификации параметров модуляции.

Ретроспективный анализ источников [1–21] позволил выявить основное направление исследований – повышение степени априорной неопределенности исходных данных о наличии, виде и параметрах сигнала.

В рамках исследования проведено имитационное моделирование процесса идентификации вида модуляции с применением методов: кумулянтов, Вейвлет-преобразований, «расстояний», распознавания по «сигнальному созвездию», распределения фаз, параметрического и максимального правдоподобия. На основе анализа результатов и условий моделирования сделан вывод, что наиболее перспективным является комплексный подход.

Результаты моделирования показывают, что значение максимальной вероятности правильной идентификации вида модуляции в 0,9987 можно

достигнуть при отношении сигнал/шум более 5 дБ на выборке в 200 модуляционных символов для QAM, FSK, GMSK и PSK сигналов с позиционностью 2–32. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности гибридного подхода при идентификации параметров модуляции сигнала.

На рис. 1 представлен алгоритм идентификации вида модуляции цифрового сигнала, отличающийся от описанных в [9–11], условиями получения исходных данных для идентификации и выбором решающего правила отнесения результатов статистической обработки выборки при определении значения параметра позиционности идентифицируемого сигнала.

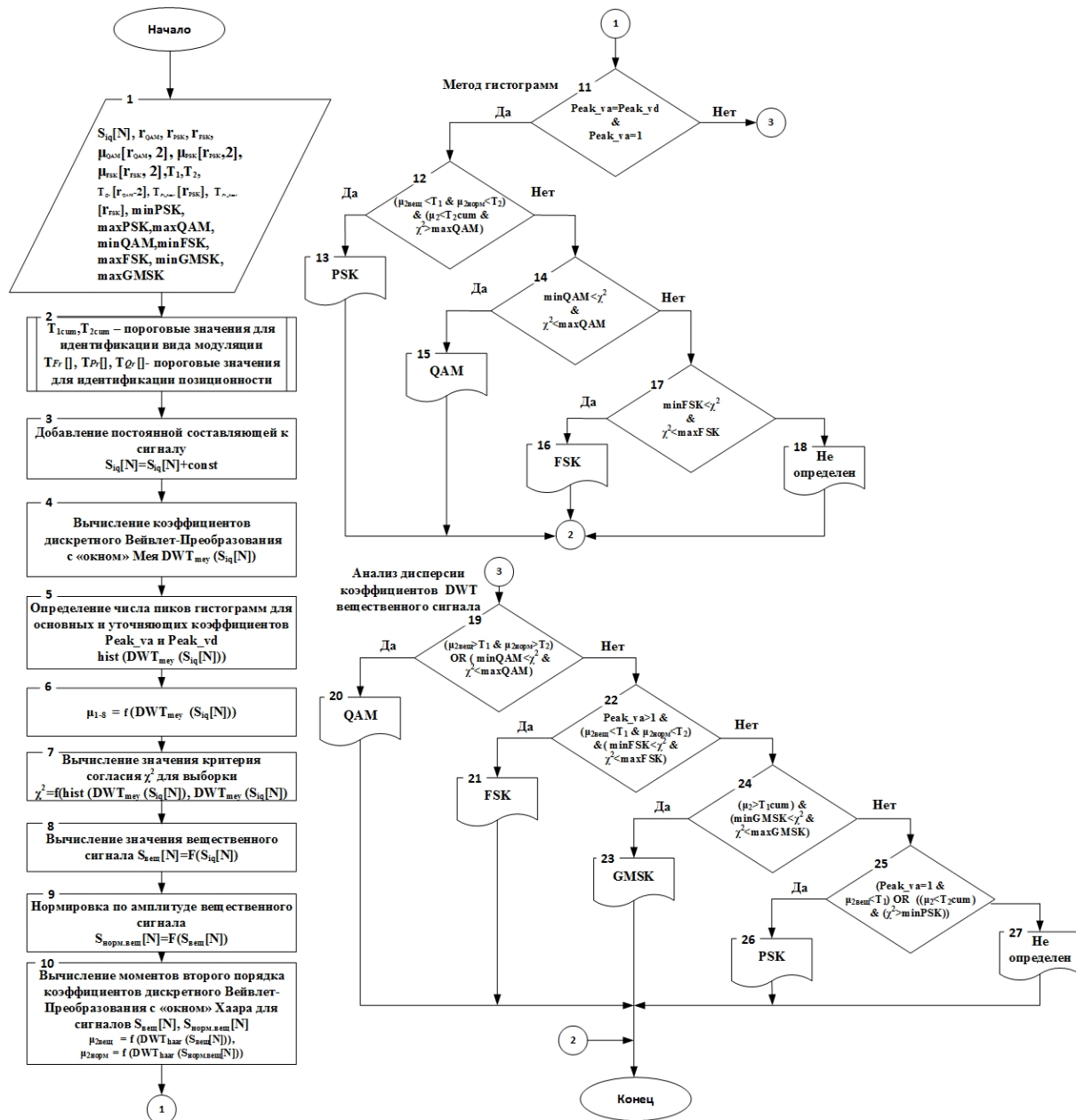


Рис. 1. Алгоритм идентификации вида модуляции

В алгоритме используются методы Вейвлет-преобразования, кумулянтов и расстояний по критерию согласия χ^2 . Алгоритм распознает четыре вида модуляции: *QAM*, *PSK*, *GFSK* и *GMSK*. В качестве исходных данных используются:

- $S_{iq}[N]$ – выборка анализируемого сигнала в N отсчетов;
- $r_{QAM}, r_{PSK}, r_{FSK}$ – максимальное количество бит, приходящиеся на модуляционный символ идентифицируемых сигналов *QAM*, *PSK* и *FSK* (количество градаций информационного параметра несущего колебания);
- $\mu_{QAM}[r_{QAM}, 2]$, $\mu_{PSK}[r_{PSK}, 2]$, $\mu_{FSK}[r_{FSK}, 2]$ – массив рассчитанных моментов i и $(i + 1)$ порядка для эталонных сигналов *QAM*, *PSK* и *FSK* до 2^r позиционности.

На шаге 2 производится расчет пороговых значений для выбора вида модуляции T_1, T_2 согласно формулам (1–2):

$$T_1 = \frac{\mu_{FSK_{i,2}} \cdot \mu_{GMSK_{i+1}} + \mu_{FSK_{i+1,2}} \cdot \mu_{GMSK_i}}{\mu_{FSK_{i+1,2}} \cdot \mu_{GMSK_{i+1}}},$$

$$T_2 = \frac{\mu_{PSK_{i,2}} \cdot \mu_{QAM_{i+1,8}} + \mu_{PSK_{i+1,2}} \cdot \mu_{QAM_{i,8}}}{\mu_{PSK_{i+1,2}} \cdot \mu_{QAM_{i+1,8}}},$$

где i – номер момента μ , рассчитанный по выборке эталонного сигнала.

Шаг 3. Добавление к $S_{iq}[N]$ постоянной составляющей.

Шаг 4. Расчет коэффициентов дискретных Вейвлет-преобразований по выборке анализируемого сигнала $S_{iq}[N]$, используется оконная функция «Мэя».

Шаг 5. Построение гистограммы и определение количества ее пиков.

Шаг 6. Расчет значений моментов первого и второго порядков μ_1 – μ_8 по результатам расчета коэффициентов дискретных Вейвлет-преобразований на шаге 5.

Шаг 7. Вычисление значения критерия согласия χ^2 для выборки коэффициентов дискретных Вейвлет-преобразований.

Шаг 8. Вычисление значения вещественного сигнала по комплексной выборке $S_{iq}[N]$ сигнала.

Шаг 9. Нормировка значений вещественного сигнала.

Шаг 10. Вычисление моментов второго порядка коэффициентов дискретного Вейвлет-преобразования с «окном» Хаара для вещественного сигнала (Шаг 8) и его нормированного значения.

Шаги с 11 по 18. Решение по виду модуляции с использованием метода гистограмм и пороговых значений критерия согласия χ^2 .

Шаги с 19 по 27. Решение по виду модуляции с учетом анализа дисперсии коэффициентов дискретных Вейвлет-преобразований вещественного сигнала.

Экспериментальная проверка алгоритма проводилась в среде MATLAB при условии, что соотношение сигнал/шум в канале связи h_s^2 устанавливалось исходя из значения энергии сигнала, приходящейся на один бит сообщения, пересчитанное для комплексной координаты канального символа по формуле:

$$h_s^2 = 10 \log_{10} h_b^2 + 10 \log_{10} k,$$

где h_b^2 – соотношение энергии сигнала, приходящейся на бит сообщения и спектральной плотности шума, в канале связи, k – количество бит, приходящихся на один канальный символ.

Результаты экспериментальной проверки, предложенного алгоритма идентификации вида модуляции показали, что алгоритм обеспечивает высокую вероятность правильной при малых размерах выборок анализируемого сигнала и низких соотношениях сигнал/шум (табл. 1):

ТАБЛИЦА 1. Зависимость вероятности правильной идентификации сигналов QAM, PSK, FSK и GMSK от размера выборки и соотношения сигнал/шум

h_b^2 , Дб	15			5			3		
	Длина выборки								
Вид модуляции	200	600	1000	200	600	1000	200	600	1000
QAM (16-128)	0,998	0,998	1	0,981	0,986	1	0,986	0,99	0,992
PSK (2-8)	0,995	0,996	1	0,992	0,993	1	0,991	1	1
FSK (2-8)	0,998	1	1	0,994	1	1	0,976	0,981	0,989
GMSK	0,998	1	1	0,985	0,99	1	0,982	0,989	0,989

Список используемых источников

1. Горячкин О. В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М. : Радио и связь, 2003. 230 с.
2. Кучумов А. А., Мирошникова Н. Е. Эффективность использования алгоритмов слепой обработки для разделения сигналов с различными типами модуляции // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. №5 . С. 17–20.
3. Кузовников А. В., Семкин П. В., Сомов В. Г., Толстоедов Н. А. Оценка параметров и демодуляция радиосигналов в условиях априорной неопределенности // Радиотехника, 2013. № 6. С. 96–100.
4. Asoke K., Zhechen Zhu. Nandi Automatic modulation classification: principles, algorithms, and applications // Wiley, 2015.
5. Sadler B., Swami A. “Hierarchical Digital Modulation Classification using Cumulants” // IEEE Transactions on Communications. March 2000. Vol. 48, no. 3. PP. 416–442.
6. Li S., Song C., F. Chen Lei Shen. “Automatic Modulation Classification of MPSK signals Using High Order Cumulants” // In ICSP, 2006. PP. 1–4.
7. Волвенко С. В., Завьялов С. В., Павлов В. А. Особенности реализации классификатора сигналов с аналоговой модуляцией с помощью нейронных сетей // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов, СПбПУ, 2018. Т. 8. № 4. С. 196–200.

8. Mucherino F., Papajorgji P. J., Pardolas P. M. k-Nearest Neighbor Classification // In: Data Mining in Agriculture. Springer Optimization and Its Applications, vol. 34. Springer, New York, NY. 2009.
9. Madheswaran M., Prakasam P. M-ary Shift Keying Modulation Scheme Identification Algorithm Using Wavelet Transform and Higher Order Statistical Moments // Journal of Applied Sciences 8(1): pp. 112–119, 2008.
10. Madheswaran M., Prakasam P. Modulation Identification Algorithm for Adaptive Demodulator in Software Defined Radios Using Wavelet Transform // International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering Vol. 3, No. 11, 2009.
11. Madheswaran M., Prakasam P. Automatic Modulation Identification Algorithm of QPSK and GMSK using Wavelet Transform for Adaptive Demodulator in SDR // MIT Campus, Anna University, Chennai, India: pp. 507–511, 2007.
12. Русанов В. Э. Автоматическое распознавание цифровых радиосигналов по коэффициентам вейвлет-базиса // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 6. № 10. С. 33–37.
13. Стогов А. А., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Распознавание видов модуляции радиосигналов с использованием моментов высокого порядка // Т-COMM: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9 С. 129–132.
14. Адженов С. С., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. № 1. С. 23–28.
15. Адженов С. С., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Нейросетевой метод распознавания видов модуляции радиосигналов с использованием кумулянтов высокого порядка // Т-COMM: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 9–12.
16. Адженов С. С., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. № 6. С. 19–26.
17. Адженов С. С., Иванкович М. В., Стогов А. А., Терешонок М. В., Чиров Д. С. Алгоритм распознавания вида цифровой модуляции сигнала по форме фазового созвездия с использованием самоорганизующихся карт Кохонена // Т-COMM: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 11. С. 4–6.
18. Engin Avci. Performance comparison of wavelet families for analog modulation classification using expert discrete wavelet neural network system // Expert Systems with Applications, 33, 2007.
19. Дубов М. А., Набилков В. Д., Приоров А. Л., Поелуев С. С. Анализ алгоритмов автоматического определения типов модуляции радиосигналов // Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019 : сб. труд. конф. 2019. кн. 2 (2). С. 223–228.
20. Hassan K., Dayoub I., Hamouda W., Berbineau M. Automatic Modulation Recognition Using Wavelet Transform and Neural Networks in Wireless Systems // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2010, 13 pages.
21. Wyglinski I., Alexander M., Maziar Hou, Thomas Y. Cognitive radio communications and networks: principles and practice. TK5103.4815. C63, 2010.

УДК 620.179.16
ГРНТИ 81.09.81**СОВРЕМЕННЫЕ УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ДЕФЕКТОСКОПЫ****С. В. Зыков¹, С. В. Перелыгин^{2,3}**¹«Ленинградская АЭС», филиал АО «Концерн Росэнергоатом»²Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения³ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассматриваются ультразвуковые дефектоскопы, которые применялись последние двадцать лет для контроля металлов на Ленинградской АЭС. Эти приборы включают и дефектоскопы с фазированными решётками, без которых сложно представить современную ультразвуковую дефектоскопию. Проведён экскурс в историю ультразвукового контроля и обзор методов ультразвуковых исследований.

ультразвук, дефектоскоп, фазированная решётка, методы УЗК.

Краткая история развития ультразвуковой дефектоскопии

Звук – это упругие колебания, которые распространяются в виде волны в газах, жидкостях и твёрдых телах. В ультразвуковом контроле (УЗК) в основном используются преобразователи с излучаемыми частотами 1–10 МГц.

Теория звука была разработана в 1877 Д. У. Струттом, что и заложило основы науки об ультразвуке [1]. В 1880 году Пьером и Жаком Кюри был открыт пьезоэлектрический эффект, что в дальнейшем привело к созданию пьезоэлектрического преобразователя (ПЭП) [1]. Существуют прямой и обратный пьезоэлектрический эффект. Прямой заключается в том, что при деформации кристаллов между их поверхностями возникает электрическое напряжение. При обратном пьезоэлектрическом эффекте под действием электрического поля возникает деформация.

С. Я. Соколов в 1927 г. экспериментально установил, что при наличии дефекта в изделии ультразвуковые волны затухают гораздо быстрее [2]. После этого открытия учёный первым в мире представил новый неразрушающий метод контроля качества изделий – метод ультразвуковой дефектоскопии. Первый промышленный аппарат для обнаружения дефектов в металлических изделиях и заготовках С. Я. Соколов создал уже в 1928 году и назвал его ультразвуковым дефектоскопом.

В 1945 году американским исследователем Ф. Файрстоуном был запатентован прибор, который он назвал ультразвуковым рефлектоскопом [3]. Этот прибор считается первым серийным дефектоскопом, в котором применён широко используемый сегодня метод импульс-эхо. Заметный скачок

в развитии ультразвукового контроля приходится на начало 80-х годов. Это связано с появлением доступных микропроцессоров и развитием цифровой обработки сигналов и данных. В 90-х годах появились серийные дефектоскопы малых габаритов и с автономным питанием.

Методы ультразвукового контроля

С помощью ультразвука контролируется множество промышленных объектов: сварные швы, листовой прокат, заготовки, литье, трубы и трубопроводы, котлы, сосуды, колёсные пары тепловозов, диски автомобилей, бетон и т. д. Существующие методы УЗК подразделяют на две большие группы: активные и пассивные.

Активные методы подразумевают под собой излучение и приём акустических волн. Самым распространённым активным методом является эхо-метод, при котором ПЭП генерирует колебания и принимает отражённые от дефектов эхо-сигналы. Данный способ получил широкое распространение за счёт своей простоты: для проведения контроля требуется только один преобразователь, следовательно, отсутствует необходимость в его фиксации и совмещении акустических осей, как при использовании двух преобразователей. Кроме того, это один из немногих методов ультразвуковой дефектоскопии, позволяющий достаточно точно определить координаты дефекта [4]. Схема контроля представлена на рис. 1: слева изображено сечение условного сварного шва, а справа – получившийся сигнал на экране дефектоскопа. При наличии дефекта сигнал отражается обратно в преобразователь, и мы получаем второй сигнал, координаты которого выводятся на экран. Первый сигнал при этом – это зондирующий сигнал прибора.

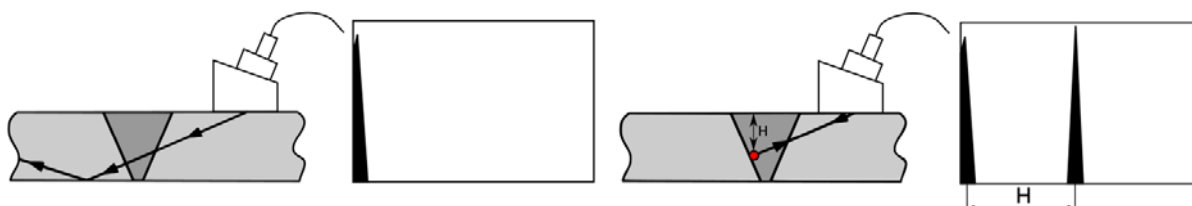


Рис. 1. Эхо-импульсный метод контроля сварного шва без дефекта (слева) и с дефектом (справа)

Остальные активные методы не так удобны и зачастую предполагают наличие двух преобразователей. Это такие методы, как теневой, зеркально-теневой, эхо-сквозной, зеркальный и другие [5].

Пассивные методы заключаются в приёме волн, источником которых является сам объект контроля. Эти методы включают акустико-эмиссионный, шумодиагностический и вибрационно-диагностический [5].

Примеры используемых дефектоскопов и преобразователей

Существуют два основных вида преобразователей: с фиксированным углом ввода и с фазированной решёткой (ФР). Некоторые виды преобразователей изображены на рис. 2 [6].

Самым первым дефектоскопом, с которым работал С.В. Зыков (один из авторов статьи), стал Erosch 2 [7]. Эти аппараты производились в США с 1996. Оснащался прибор чёрно-белым ламповым монитором, вес составлял 6,3 кг, аккумулятор мог непрерывно работать в течение 4–5 часов. Зондирующий сигнал у данного дефектоскопа был достаточно узким, порядка 1,5 мм, что позволяло контролировать совсем тонкие объекты. Зондирующий сигнал во всех последующих дефектоскопах, вплоть до Erosch 600, составляет 2,0–3,0 мм, из-за чего сигнал от дефектов или донной поверхности на этих толщинах может потеряться в шумах. На рис. 3 изображён дефектоскоп Erosch 2.



Рис. 2. Преобразователи:
2 совмещённых и раздельно-совмещённый [8]



Рис. 3. Дефектоскоп Erosch 2 [9]

В Erosch ХТ появился цветной экран, добавилась возможность подключения к компьютеру по USB-кабелю (рис. 4). Последний на данный момент используемый дефектоскоп – это Erosch 600 и его модификация Erosch 650 [10].

Применение фазированных решёток (ФР) началось с медицины в 60–70 годах для получения поперечных сечений тканей организма человека [3]. С развитием компьютерных технологий произошёл прорыв в развитии приборов с ФР. Портативные приборы позволили использовать ФР в самых разных отраслях современной промышленности. Стали доступными обработка, интерпретация и быстрый сбор данных. Обычно количество элементов в ФР варьируется от 16 до 256, каждый из которых возбуждается отдельно по запрограммированной схеме. Основным принципом фазированного УЗК является возбуждение зондирующих импульсов с индивидуальным компьютерным управлением амплитудой сигнала и задержкой по времени для каждого элемента в многоэлементном ПЭП. Данная технология

чаще всего применяется для контроля качества сварных швов и выявления трещин [3].

Для автоматизированного контроля трубопроводов используются дефектоскопы Omniscan MX, Omniscan MX2 и Omniscan SX. Каждый дефектоскоп комплектуется датчиком с ФР на 16 или 32 элемента в зависимости от задач. Omniscan MX имеет аналоговое управление, два порта USB-1.1 для выгрузки данных, слот для карты памяти и два съёмных аккумулятора, каждый из которых может непрерывно работать до 5 часов. Вес прибора – около 5 кг (рис. 5). Используется для контроля сварных соединений трубопроводов.



Рис. 4. Дефектоскоп Epoch XT [11]



Рис. 5. Дефектоскоп Omniscan MX [12]

Omniscan MX2 является модификацией Omniscan MX, имеет тач-скрин для управления с экрана. Заменены слоты для USB и смарт-карт на современные, добавлена поддержка некоторых периферийных устройств. Аппарат стал тяжелее и больше предшественника [13]. Для контроля трубопроводов малых диаметров применяется Omniscan SX (рис. 6). Дефектоскоп оснащён тач-скрином, имеет только один слот под аккумулятор, но при этом быстродействие и время автономной работы не отстают от старших моделей. Вес прибора около 2 кг. Этот аппарат мобилен, что позволяет вести контроль в труднодоступных местах [14].

Не так давно на рынке появился новый отечественный прибор, оснащённый ФР – Амур-Арт (рис. 7). Сейчас только начинается обкатка данного дефектоскопа в полевых условиях. По сравнению с Omniscan MX он кажется более громоздким, а весит примерно столько же [15].



Рис. 6. Дефектоскоп Omniscan SX [14]



Рис. 7. Дефектоскоп Август-Арт [15]

Заключение

Существует огромное количество дефектоскопов для различных материалов. Бетонные опоры мостов, пластиковые трубопроводы, лакокрасочное покрытие автомобилей, рельсовые пути – всё это, помимо стандартных металлов, можно проконтролировать с помощью ультразвука. Приборы продолжают развиваться, становятся компактнее, легче и быстрее. В аппаратах с ФР развита визуализация, теперь вместо того, чтобы расшифровывать сигналы, достаточно взглянуть на экран компьютера и увидеть изображение сварного соединения под различными углами.

С. В. Зыков – один из авторов данной статьи – имеет опыт работы с ультразвуковыми приборами около двадцати лет и пользовался многими из рассмотренных дефектоскопов.

Список используемых источников

1. Ньюман П. Г. История ультразвука. URL: <http://www.sononn.ru/publish/medline/history.html> (дата обращения 17.01.2023).
2. Летопись саратовской губернии. URL: <https://elssso.ru/ppl/224.html> (дата обращения 18.01.2023).
3. Фазированная решётка. URL: <https://ets-ndt.ru/olympus/azbuka/metod-fr.html> (дата обращения 12.01.2023).
4. ГОСТ 50.05.02. Унифицированные методики. Ультразвуковой контроль сварных соединений и наплавленных покрытий. 2018.
5. Клюев В. В. Неразрушающий контроль. Т. 3: Справочник. В 7-ми книгах / Под ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 2004.
6. Кретов Е. Ф. Ультразвуковая дефектоскопия в энергомашиностроении. Изд. 3-е, перераб. и доп. СПб.: СВЕН, 2011.
7. Epoch-2. URL: <https://www.olympus-ims.com/en/the-epic-epoch-epoch/> (дата обращения 20.01.2023).
8. Ультразвуковые преобразователи. URL: https://ncontrol.ru/catalog/ultrazvukovoy_kontrol (дата обращения 15.01.2023).
9. Ультразвуковой дефектоскоп Panametrics Epoch ПВ. URL: <https://www.ebay.com/itm/233113987141> (дата обращения 20.01.2023).

10. Ультразвуковой дефектоскоп Epoch 650. URL: https://ncontrol.ru/catalog/ultrazvukovoy_kontrol/ultrazvukovye_defektoskopy/ultrazvukovoy_defektoskop_epoch_650 (дата обращения 15.01.2023).

11. Ультразвуковой дефектоскоп Epoch XT. URL: https://ncontrol.ru/catalog/ultrazvukovoy_kontrol/ultrazvukovye_defektoskopy/ultrazvukovoy_defektoskop_epoch_xt (дата обращения 15.01.2023).

12. Дефектоскоп на фазированных решётках Omniscan MX. URL: <https://techkontrol.ru/defektoskopy/defektoskopy-na-fazirovannykh-reshetkakh/ultrazvukovoj-defektoskop-omniscan-mx/> (дата обращения 15.01.2023).

13. Olympus Omniscan MX2. URL: <https://ued-lab.ru/catalog/drugoe-oborudovanie/oborudovanie-dlya-nerazrushayushchego-kontrolya/ultrazvukovye-defektoskopy/ultrazvukovoy-defektoskop-na-fazirovannykh-reshetkakh-antennakh-olympus-omniscan-mx2/> (дата обращения 17.01.2023).

14. Omniscan SX. URL: <https://tectest.ru/product/ultrazvukovoj-defektoskop-omniscan-sx/> (дата обращения 17.01.2023).

15. Авгур-Арт. URL: <https://echoplus.ru/products/defektoskopy/augur-art/> (дата обращения 24.01.2023).

УДК 537.877

ГРНТИ 29.35.19

УЛУЧШЕНИЕ УГЛОВОГО РАЗРЕШЕНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК С ПОМОЩЬЮ ПАССИВНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ

М. Н. Исса

Национальный исследовательский Томский государственный университет

В данной работе представлен метод улучшения углового разрешения антенных решеток, который необходим для правильного определения угла прихода. Подход применяется с использованием пассивных ретрансляторов. Используемый пассивный ретранслятор состоит из двух частей, соединенных гибким кабелем. каждая часть представляет собой параболический отражатель с антенной в фокусе. Размещая пассивные ретрансляторы между базовой станцией и пользователями, размер апертуры базовой станции увеличивается, а ширина луча основного лепестка уменьшается. проводилось численное моделирование для проверки предлагаемого метода, вследствие чего установлено, что предлагаемый метод эффективно увеличивает угловое разрешение, необходимое для оценки угла прихода.

угловое разрешение, пассивный ретранслятор, угол прихода.

Оценка угла прихода или направления прихода [1], очень важна, поскольку она помогает направлять лучи антенных решеток к желаемому

пользователю. Это необходимо для улучшения качества покрытия, спектральной эффективности и пропускной способности канала.

Алгоритмы оценки угла прихода делятся на два метода, такие как обычные и подпространственные методы [2]. В методах подпространства, таких как алгоритм множественной классификации сигналов (MUSIC), выполняется разложение по собственным значениям выборочной ковариационной матрицы. Затем собственные векторы разбиваются на два набора, чтобы получить базисы для сигнального и шумового подпространств. Угол прихода определяется на основе условия ортогональности между подпространством сигнала и подпространством шума [3].

Обычные методы основаны на концепции формирования луча, в то время как вектор принятого сигнала и статистическая модель сигналов и шума не используются. Антенная решетка управляется электронным способом, путём фазировки приёмных антенн выбирается направление входящей плоской волны, а затем определяется угол прихода на основе направления, которое дает пики выходной мощности.

Однако в традиционных методах угловое разрешение антенн ограничено шириной луча главного лепестка антенны (MLBW), где MLBW связана с длиной волны сигнала и размером апертуры антенны. Хорошее угловое разрешение требует антенны с большим размером апертуры. Однако увеличение размера антенной решетки за счет увеличения расстояния между элементами антенны нецелесообразно. Вместо этого размер апертуры антенны можно увеличить с помощью пассивных ретрансляторов. В дополнение к своей способности улучшать связь ММО за счет создания многолучевого распространения в условиях прямой видимости и расширения покрытия и доступа к слепым зонам в условиях распространения вне прямой видимости [5, 6], пассивные ретрансляторы могут помочь в определении угла прихода, поскольку они помогают увеличить размер апертуры антенной решетки.

В этой работе представлено использование пассивных ретрансляторов для улучшения углового разрешения за счет минимизации ширины основного луча антенны. Предлагаемый способ применяется с использованием пассивного ретранслятора, состоящего из двух частей, соединенных гибким кабелем. Каждая часть представляет собой параболический отражатель с антенной в фокусе, как показано на рис. 1.

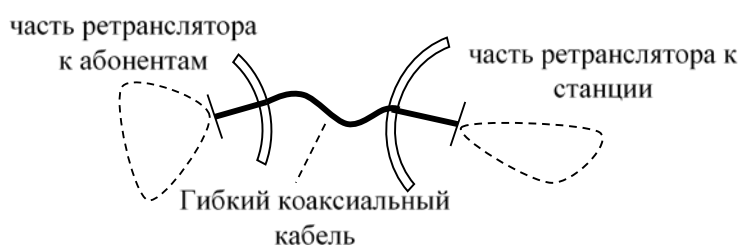


Рис. 1. Пассивный ретранслятор, состоящий из двух параболических антенн соединённых гибким кабелем

Угловое разрешение может быть достигнуто с помощью пассивных ретрансляторов, как показано на рис. 2. Первая часть каждого ретранслятора направлена на базовую станцию с прямой связью, а вторая часть направлена на покрытие пользователей. Диаграмма направленности параболической рефлекторной антенны определяется её размером и полем облучающей антенны, расположенной в фокусе параболы. Дальнее поле параболического рефлектора можно аппроксимировать на основе поля дальней зоны для круглой апертуры [5]. Тогда дальнее поле ретранслятора по направлению к пользовательской области можно записать как:

$$E_m(\varphi) = G \cdot \frac{J_1((\pi D/\lambda)\sin(\varphi))}{(\pi \frac{D}{2}/\lambda)\sin(\varphi)} \cdot \frac{\exp(i.k.r)}{r},$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка; D – диаметр апертуры параболической антенны ретранслятора на стороне абонента; r – расстояние между ретранслятором и местоположением абонента; k – волновое число; λ – длина волны; G – коэффициент усиления ретранслятора; φ – угол между положением абонента и ретранслятором относительно направления основного луча ретранслятора в сторону абонента.

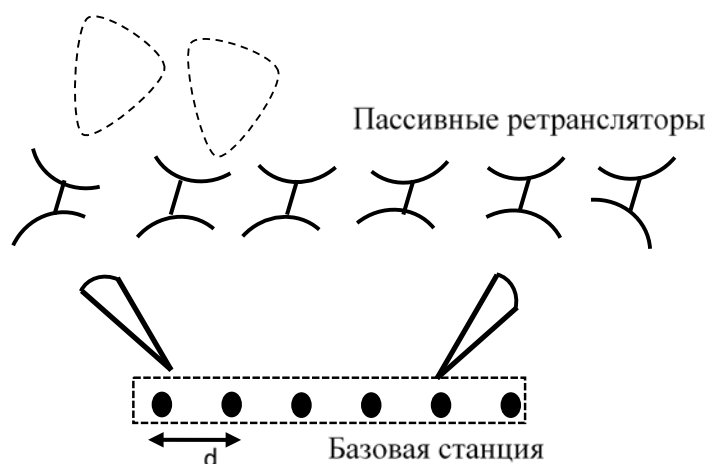


Рис. 2. Конфигурация пассивных ретрансляторов для углового разрешения

Улучшение углового разрешения с помощью пассивных ретрансляторов проверяется с помощью численного моделирования. Для антенной решетки, состоящей из 8 антенн с межэlementным расстоянием, равным λ , и $f = 1$ ГГц, на рис. 3, показан главный лепесток антенной решетки до и после добавления пассивных ретрансляторов на дальности 50 м.

Видно, что ширина луча уменьшается примерно с 35 градусов до менее чем 10 градусов, а затем улучшается угловое разрешение. В результате повышается точность определения угла прихода с помощью антенной решетки.

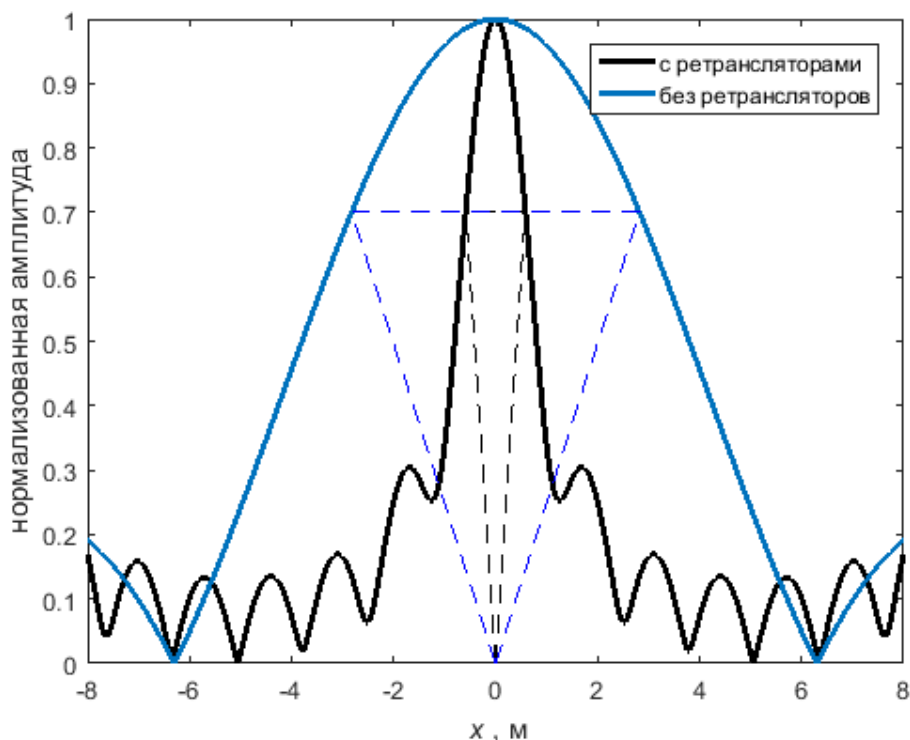


Рис. 3. Уменьшение ширины луча с помощью пассивных ретрансляторов

Список используемых источников

1. Tonello A. M., Inserra D. Radio positioning based on DoA estimation: An implementation perspective // Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Workshops (ICC). 2013. PP. 27–31.
2. Gupta P., Aditya K., Datta A. Comparison of conventional and subspace based algorithms to estimate Direction of Arrival (DOA) // 2016 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP). 2016. PP. 0251–0255.
3. Kale A. R., Ganage D. G., Wagh S. A. Subspace based DOA estimation techniques // International Journal of Research in Engineering and Technology. 2015. PP. 560–564.
4. Im A. et al. Angle of arrival estimation using MIMO array antenna // 2013 MTS/IEEE OCEANS. Bergen. 2013.
5. Sukhanov D. Y., Eissa, M. Manipulating LOS and NLOS MIMO Propagation Environments Using Passive Repeaters // Progress In Electromagnetics Research M. 2021. PP. 195–204.
6. Eissa M., Sukhanov D. Enhancing performance in a LOS MIMO communication using a passive repeater // Journal of Physics: Conference Series. 2021. PP. 012013.

Статья представлена научным руководителем, заведующим ЛЭМК ТГУ, доктором физико-математических наук Д. Я. Сухановым.

УДК 537.877
ГРНТИ 29.35.19

СОЗДАНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ ММО

М. Н. Исса

Национальный исследовательский Томский государственный университет

В данной работе представлен метод распределения пассивных ретрансляторов в среде в условиях прямой видимости для системы связи со множеством излучателей и множеством приемников, чтобы обеспечить многолучевое распространение и увеличение емкости. Предлагаемый подход реализован с использованием пассивных ретрансляторов, состоящих из двух параболических антенн, соединенных через гибкий кабель. проводилось численное моделирование для проверки предлагаемого метода, вследствие чего установлено, что предложенная конфигурация ретрансляторов позволяет эффективно создавать многолучевое распространение, а также осуществлять одновременную связь с пользователями значит увеличить пропускную способность канала.

ММО, пассивный ретранслятор, связь в прямой видимости.

Технологии ММО улучшают пропускную способность радиоволнового канала связи. ММО эффективно работает в средах с многолучевым распространением [1]. Однако, в условиях прямой видимости корреляция откликов канала может стать очень высокой, что приведет к уменьшению количества независимых пространственных каналов ММО [2]. Были введены различные подходы для улучшения связи ММО в пределах прямой видимости. В работах [2] авторы вывели общее выражение для нахождения оптимального разноса антенн на передающей и приемной однородных линейных решетках в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником для максимизации пропускной способности ММО-канала прямой видимости. Авторы в [2] показали, что для некоторых дальностей можно найти оптимальные расстояния между антеннами, однако для других дальностей невозможно найти подходящее расстояние между антеннами. Чтобы решить эту проблему, авторы в [3] разработали оптимизированные неравномерные антенные решетки для значительно большего разброса по дальности, чем для равномерно разнесенных антенных решёток. Пассивные ретрансляторы также используются для манипулирования средой ММО с целью увеличения пропускной способности канала [4, 5, 6]. В этой статье пассивные ретрансляторы также используются в условиях прямой видимо-

сти для создания многолучевого распространения, необходимого для увеличения пропускной способности канала. Пропускная способность канала ММО вычисляется по следующей формуле [6]:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} \lambda_i \right), \quad (1)$$

где r – ранг матрицы канала; ρ – отношение сигнал/шум в приемнике; N_t – количество антенн в передатчике и λ_i – i -е собственное значение.

В (1) r определяет число пространственных каналов, которые могут быть установлены между передатчиком и приемником. Установление пространственных каналов определяется способностью базовой станции различать антенны приемника в соответствии со следующим уравнением [5]:

$$\Delta \approx \frac{d\lambda}{B}, \quad (2)$$

где λ – длина волны; d – расстояние от базовой станции до пользователей, а B – размер апертуры базовой станции.

Выражение (2) показывает, что при больших дальностях базовая станция не может достичь требуемого разрешения, и поддерживает только один канал связи. Эту проблему можно решить, увеличив размер апертуры базовой станции. Однако, увеличение размера апертуры базовой станции для охвата всех дальностей нецелесообразно. Вместо этого, в данной работе предлагается увеличить размер апертуры базовой станции с помощью пассивных ретрансляторов. Процедура основана на разделении целевой области на регионы, каждый из которых характеризуется своей удаленностью от расположения ретрансляторов d_i . Затем на каждую область направляется ряд ретрансляторов с размером апертуры B_i удовлетворяющим соотношению (2). Вторые части ретрансляторов обеспечивают покрытие соответствующей области. Предлагаемая конфигурация показана рис. 1.

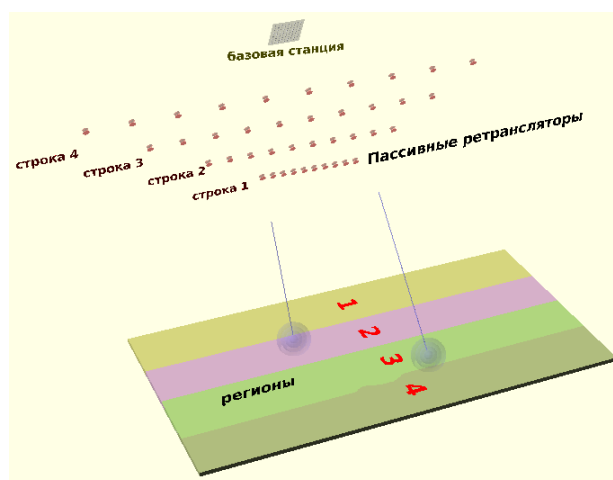


Рис. 1. Предлагаемая конфигурация ретрансляторов для связи ММО в пределах прямой видимости

Чтобы продемонстрировать концепцию предлагаемого метода было проведено численное моделирование. Имитируемая область 1 км^2 с частотой $f = 50 \text{ МГц}$. Размер апертуры базовой станции 100 м . Целевая область разделена на четыре области. Четыре ряда ретрансляторов размещаются между базовой станцией и целевой областью.

Каждый ряд направлен на покрытие определенной области. Размер апертуры ретрансляторов в строке для самого дальнего расстояния в каждой области удовлетворяют (2). Потребуем разрешение $\Delta = 10 \text{ м}$. Размер апертуры ряда и самое дальнее расстояние в каждой соответствующей области показаны в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Размер апертуры и расстояние для каждого ряда ретрансляторов и соответствующей области

Строка	$B_i, \text{ м}$	$d_i, \text{ м}$
1	150	250
2	200	330
3	250	415
4	300	500

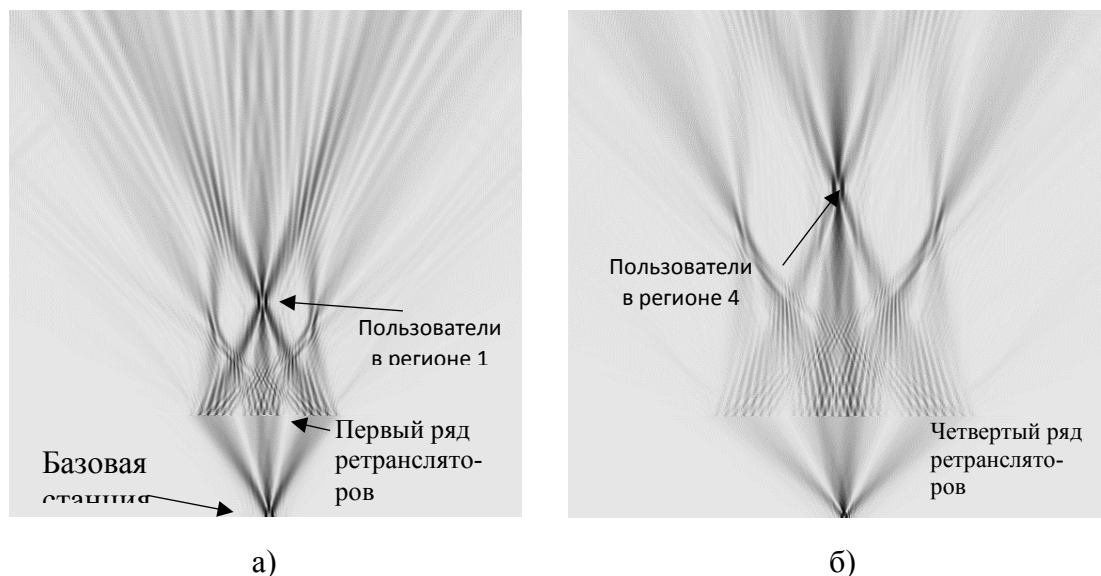


Рис. 2. Связь с рядами ретрансляторов: (а) строка 1 с пользователями в регионе 1; (б) строка 4 с пользователями в регионе 4

На рис. 2, показано, что пользователи (или антенны в одной решетке) различаются с помощью предлагаемого метода. На рис. 3 показано, что в каждом местоположении пользователя имеется пик величины поля.

Очевидно, что базовая станция может установить пространственный канал с каждым пользователем (или с каждой антенной в одной решетке) в районах 1, 2, 3 и 4 с помощью предлагаемого метода.

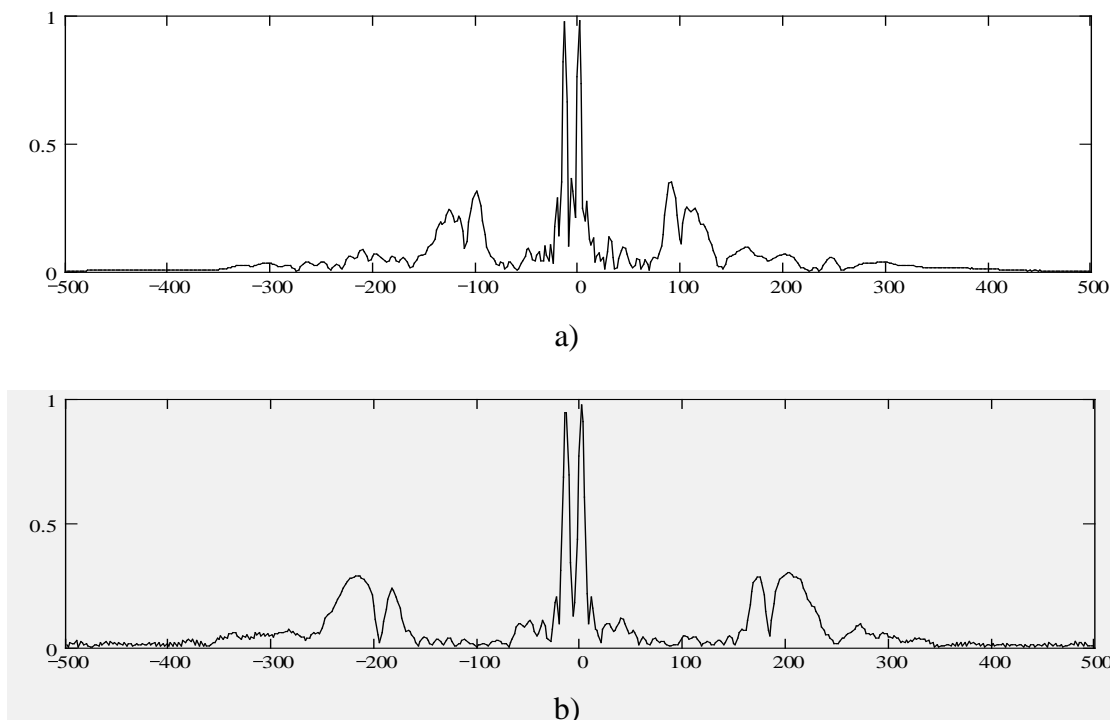


Рис. 3. Нормализованная величина поля в пользовательских местоположениях в разных регионах: а) первая область, б) четвертая область

В результате предложенная конфигурация ретрансляторов позволяет эффективно увеличить размер апертуры антенной решетки, а также осуществлять одновременную связь с пользователями в разных регионах, а значит увеличить пропускную способность канала.

Список используемых источников

1. Hampton J. R. Introduction to MIMO Communications. New York: Cambridge University Press; 2014. 288 p.
2. Castaneda Garcia M. H., Iwanow M., Stirling-Gallacher R. A. LOS MIMO design based on multiple optimum antenna separations // Proc. 2018 IEEE 88th Veh. Technol. Conf. 2018. PP. 1–5.
3. Zhou L., Ohashi Y. Design of non-uniform antenna arrays for robust millimeter-Wave LOS MIMO communications // Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communication (PIMRC). 2013. PP. 11–15.
4. Honma N., Takahashi Y., Tsunekawa Y. Manipulating MIMO propagation environment using tunable passive repeater // Proc. of IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). 2014. PP. 504–506.
5. Sukhanov D. Y., Eissa, M. Manipulating LOS and NLOS MIMO Propagation Environments Using Passive Repeaters // Progress In Electromagnetics Research M. 2021. PP. 195–204.
6. Eissa, M., Sukhanov, D. Enhancing performance in a LOS MIMO communication using a passive repeater // Journal of Physics: Conference Series. 2021. pp. 012013.

Статья представлена научным руководителем, заведующим ЛЭМК ТГУ, доктором физико-математических наук Д. Я. Сухановым.

УДК 621.395.623.7
ГРНТИ 29.37.21

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЕМПФИРОВАНИЯ АКУСТИЧЕСКОГО ОФОРМЛЕНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯ

О. Ю. Ишутина, О. А. Свиньина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье проведен обзор подходов к демпфированию акустического оформления громкоговорителей, а также материалов, которые для этого используются. Проведено экспериментальное исследование, в ходе которого внутренний объем громкоговорителя в разной степени заполнялся звукопоглощающими материалами. Рассмотрена зависимость неравномерности амплитудно-частотной характеристики, добротности и диапазона излучаемых частот громкоговорителя от количества и свойств материала. Даны рекомендации по использованию звукопоглощающих материалов при изготовлении акустических систем.

ненаправленный громкоговоритель, импеданс акустической системы, амплитудно-частотная характеристика акустической системы, добротность громкоговорителя.

В предыдущей работе [1] был проведён обзор ненаправленных громкоговорителей – выявлены основные параметры и их оптимальные значения. В данной статье будут представлены результаты исследования влияния материалов внутреннего заполнения громкоговорителей на их амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), добротность и рабочий диапазон частот (РДЧ).

В качестве первого прототипа для исследования было взято акустическое оформление (АО) для одной головки громкоговорителя (ГГ) (рис. 1а). Данное АО было специально разработано так, чтобы при моделировании параметры громкоговорителя показывали наибольшую зависимость от материала заполнения. В качестве второго прототипа был использован громкоговоритель-додекаэдр, разработанный на кафедре ТвиМ [2] (рис. 1б).

Итак, в первой части исследования закрытое АО для одной головки громкоговорителя заполнялось каменной ватой Rockwool Акустик Ультратонкий [3] на 25, 50, 75 и 100 % от внутреннего объема, а также специальным акустическим наполнителем – Twaron Angel Hair [4]. Измерение импеданса громкоговорителя проводилось для всех вариантов заполнения, а также для незаполненного АО. Отдельно было произведено измерение импеданса ГГ в свободном поле без акустического оформления. Измерения

проводились с помощью специальной измерительной схемы и программного обеспечения Room EQ Wizard [5, 6].



Рис. 1. Закрытое акустическое оформление (ЗАО) для одной головки громкоговорителя (а); громкоговоритель-додекаэдр с 12-ю ГГ (б)

В результате измерений были получены следующие результаты (рис. 2):

- резонансная частота (РЧ) громкоговорителя практически не изменяется от заполнения, наибольший сдвиг в область нижних частот наблюдается для Twaron Angel Hair;
- общая добротность акустической системы (АС) снижается с увеличением плотности заполнения;
- РЧ ГГ в свободном поле находится ниже, чем головки в ЗАО. Это ожидаемый результат, который обусловлен повышенной упругостью воздуха внутри ЗАО, из-за чего инертность ГГ ослабевает в области нижних частот диапазона.

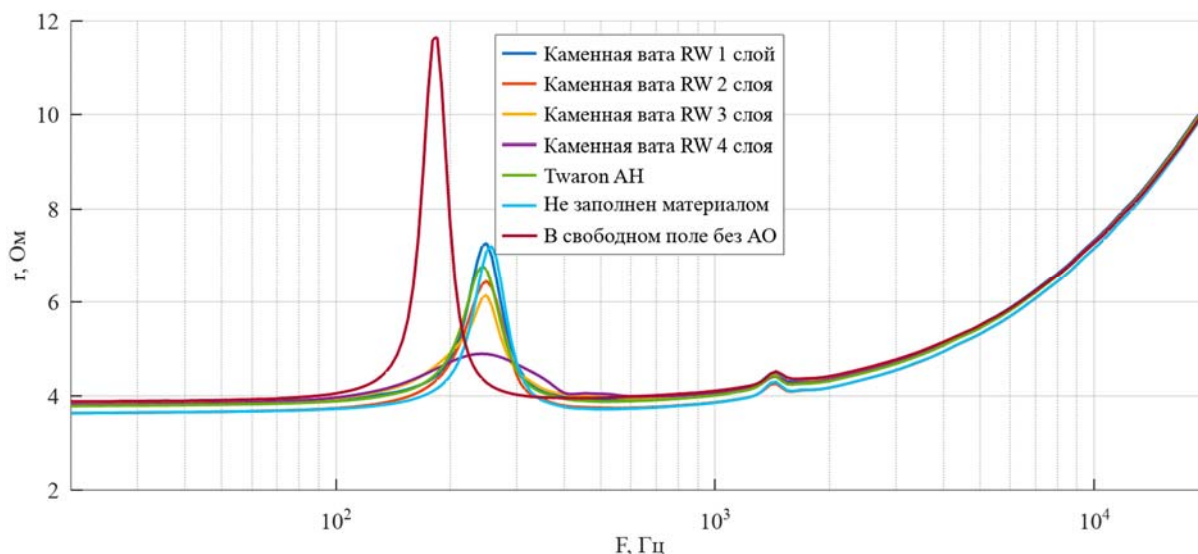


Рис. 2. Импеданс ГГ в свободном поле и громкоговорителя в ЗАО для разных вариаций заполнения внутреннего объема

Также было проведено измерение АЧХ методом квази-свободного поля. Суть метода заключается в том, чтобы измерить АЧХ в области верхних частот в дальней зоне – на расстоянии от громкоговорителя, определяемого параметрами комнаты; а АЧХ в области нижних частот измерить в ближней зоне, в которой ГГ можно считать за поршень. Далее эти измерения специальным образом обрабатываются, объединяются и получается полная АЧХ громкоговорителя [7].

Измерения АЧХ проводились для всех вариантов заполнения, а также для ГГ в экране. Результаты представлены на графике рис. 3. На базе результатов, полученных при измерении импедансов АС, мы получили ожидаемый результат для АЧХ громкоговорителя – нижняя граничная частота диапазона изменяется от заполнения незначительно, однако понижение добротности системы благоприятно сказывается на равномерности АЧХ и нивелировании частотного резонанса в области нижних частот.

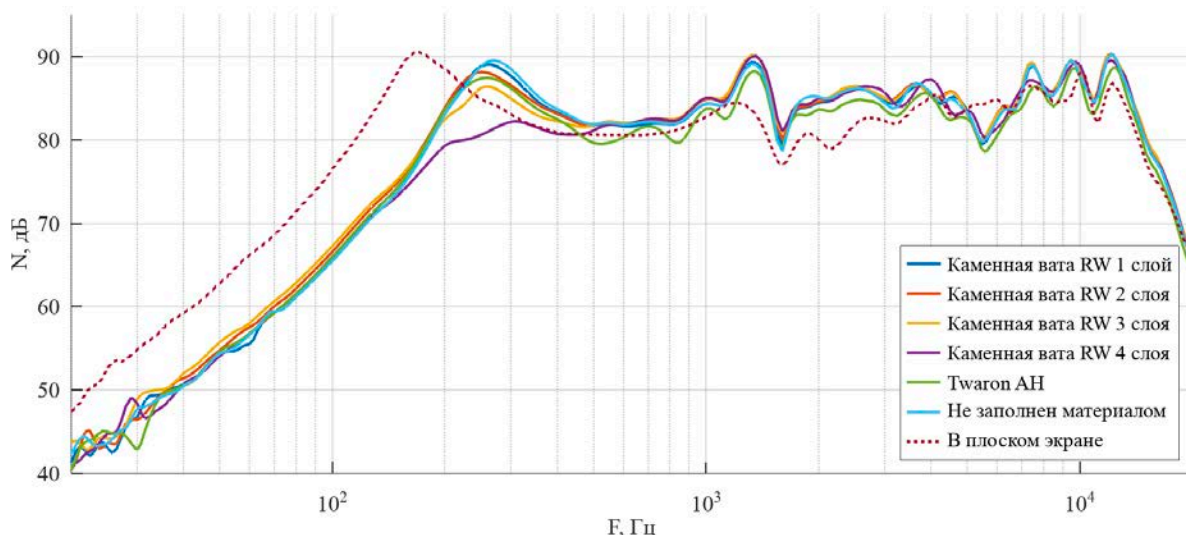


Рис. 3. АЧХ громкоговорителя в ЗАО для разных вариаций заполнения, а также ГГ в экране

Во второй части исследования были проделаны аналогичные операции, но уже для второго прототипа – громкоговорителя-додекаэдра. Отличия в измерении состояли лишь в том, что для ненаправленного громкоговорителя в дальней зоне АЧХ были измерены во всей горизонтальной плоскости с шагом 10° . В ближней зоне было проведено 12 измерений на акустических осях каждой из головок громкоговорителей. Далее результаты, полученные в дальней и в ближней зонах, были усреднены между собой и после этого объединены в общую АЧХ [7]. Полученные данные представлены на рис. 4 и рис. 5.

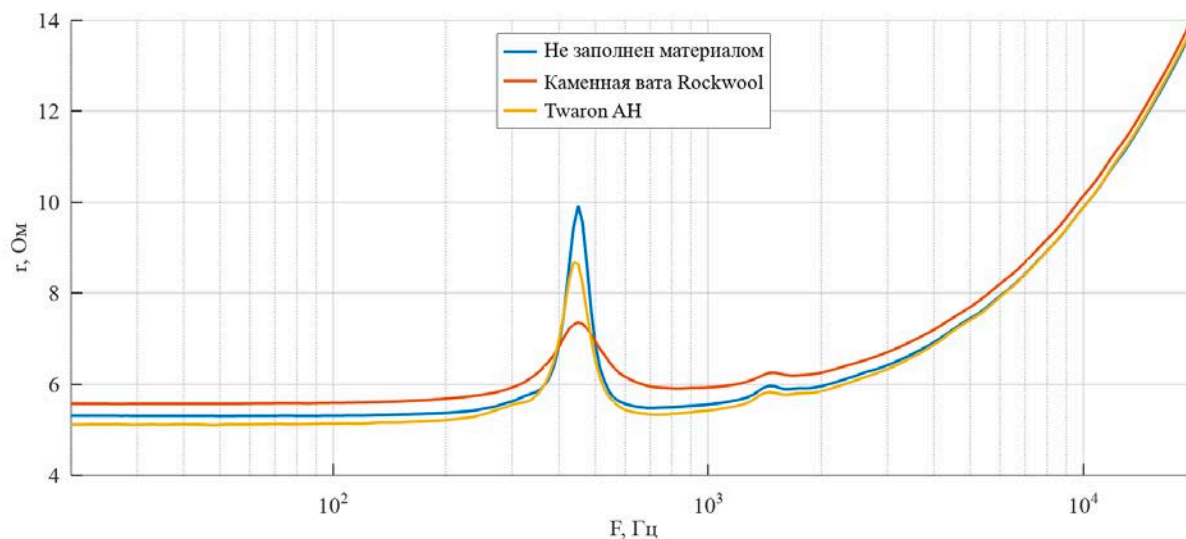


Рис. 4. Импеданс громкоговорителя-додекаэдра при разных вариациях заполнения

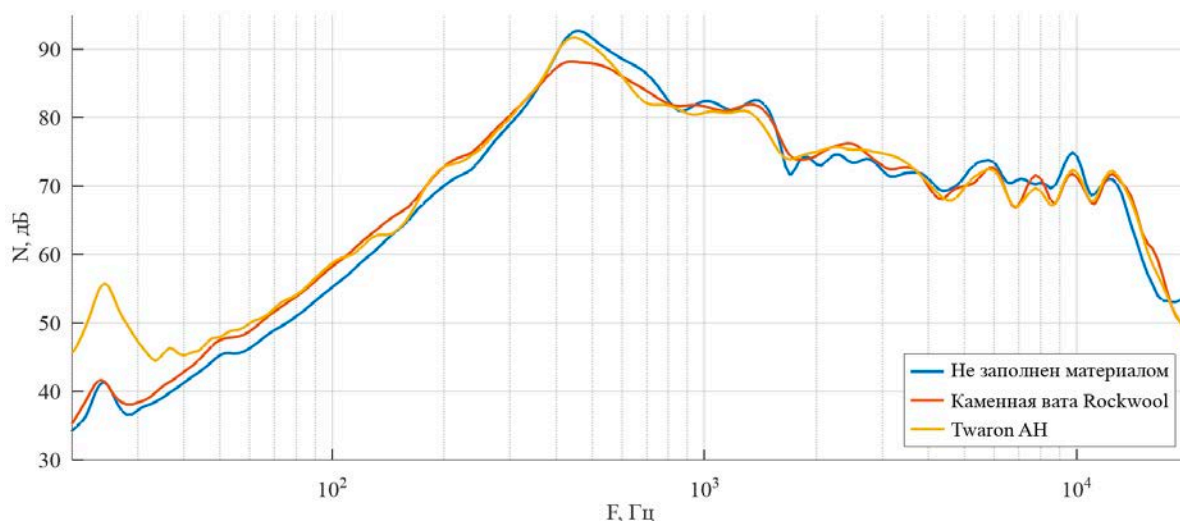


Рис. 5. АЧХ громкоговорителя-додекаэдра при разных вариациях заполнения

По результатам измерений видна аналогичная ситуация, что и с ГГ в ЗАО:

- общая добротность системы понижается с увеличением плотности материала заполнения, а равномерность АЧХ улучшается – наилучший результат показывает каменная вата;

- РЧ практически не зависит от материала наполнения.

На основе данных, полученных при измерении электроакустических характеристик громкоговорителей, видно:

- материал заполнения внутреннего объема громкоговорителя незначительно влияет на его рабочий диапазон частот – нижняя граничная частота РДЧ у незаполненного додекаэдра и заполненного каменной ватой равна 248 и 214 Гц соответственно;

- первостепенную роль в том, где находится частота среза громкоговорителя в области НЧ, играет его внутренний объем;
- заполнение громкоговорителя высокоплотными материалами снижает общую добротность системы, благодаря чему сглаживается частотный резонанс в диапазоне низких частот (НЧ), а также улучшается равномерность АЧХ в целом.

В дальнейшей работе над прототипом ненаправленного громкоговорителя, отвечающего всем требованиям ГОСТов [8] необходимо:

- провести анализ рынка на наличие головок с полной добротностью меньше единицы, которые возможно использовать в проектировании ненаправленного громкоговорителя;
- протестировать разные головки громкоговорителей для выявления наиболее подходящей по характеристикам под новый прототип;
- смоделировать и собрать новый прототип ненаправленного громкоговорителя, внутренний объем которого будет позволять акустической системе иметь рабочий диапазон 125–4000 Гц.

Список используемых источников

1. Ишутина О. Ю. Обзор исследований в области ненаправленных источников звука // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2022). Сборник лучших докладов Всероссийской научно-технической и научно-методической конференции магистрантов и их руководителей. СПб. : СПбГУТ, 2023. – С. 87–92.
2. Свиньина О.А., Прасолов А.А. Разработка громкоговорителя-додекаэдра для проведения акустических измерений // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Юбилейная международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. С. 276–281.
3. Rockwool Акустик Ультратонкий. URL: <https://www.rockwool.com/ru/products-and-applications/products/akustik-ultratonkij/> (дата обращения 06.3.2023).
4. Twaron Angel Hair. URL: https://www.audiomania.ru/damp_and_ar_material/twaron/twaron_angel_hair.html (дата обращения 06.3.2023).
5. Room Acoustics Software. URL: <https://www.roomeqwizard.com/> (дата обращения 06.3.2023).
6. Mateljan, I. LIMP – Program for Loudspeaker Impedance Measurement. User Manual. URL: <https://www.artalabs.hr/download/LIMP-user-manual.pdf> (дата обращения 06.3.2023).
7. Keele Jr, D. B. Low-frequency loudspeaker assessment by nearfield sound-pressure measurement // Journal of the Audio Engineering Society. 1974. Vol. 22. No. 3. PP. 154–162.
8. ГОСТ Р ИСО 3382-1-2013 Акустика. Измерение акустических параметров помещений. 1. Зрительные залы. М. : Стандартинформ, 2014. 28 с.

Статья представлена заведующим кафедры ТВиМ СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом С. Л. Федоровым.

УДК 504.3.054
ГРНТИ 87.17.15

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВЫБРОСОВ НА ИЗМЕНЕНИЕ КОНЦЕНТРАЦИИ ЗАГРЯЗНЯЮЩИХ ВЕЩЕСТВ

А. Г. Казанцева, И. Ю. Цветкова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе исследуется влияние температуры выброса загрязняющих веществ в атмосферу на концентрацию загрязняющих веществ в расчётных точках. Исследование проводится расчетным методом. В качестве объекта исследования выступает производство минеральной ваты. Полученные результаты могут быть рекомендованы в качестве мероприятий по снижению выбросов в периоды неблагоприятных метеорологических условий.

температура выбросов, концентрация загрязняющих веществ, минеральная вата.

Целью данной работы было исследование влияния температуры выброса загрязняющих веществ в атмосферу на концентрацию загрязняющих веществ в расчётных точках. В качестве объекта исследования было выбрано производство минеральной ваты.

Производство минеральной ваты состоит из технологических операций, приведенных на рис. 1.

Со складов хранения сырья фронтальным погрузчиком каменные породы, шлак и кокс транспортируются на участок загрузки сырья и загружаются в здание суточных силосов.



Рис. 1. Схема основной технологической линии

Материалы поступают по транспортеру в плавильный агрегат – вагранку, где происходит плавление магматических пород камня и корректирующих добавок. Нагрев и плавление камня осуществляется благодаря сжиганию кокса, смешанного с камнем.

Система дожига отходящих газов от вагранки (СДОГ) сконструирована для очистки топочных газов (от пыли и загрязняющих веществ) и для восстановления (возврата) тепла от сжигания СО через подогрев дутьевого воздуха.

Полученный в плавильном агрегате минеральный расплав перерабатывают в волокно центробежно-валковым способом под действием центробежной силы в центрифуге. В образующееся волокно распылением вводится раствор связующего.

Волокна минеральной ваты, образовавшиеся в результате переработки расплава, осаждаются в виде ковра в камере волокноосаждения.

Маятник укладывает ковер на загрузочный конвейер, где формируется окончательный слой материала с заданными параметрами. Загрузочный конвейер одновременно представляет собой т. н. «загрузочные весы» для получения необходимой информации об удельном весе ковра, используемой для регулировки скорости линии.

После взвешивания минераловатный ковер проходит через гофрировщик-подпрессовщик, где ковер сжимается до требуемой толщины, а также осуществляется его продольное сжатие для получения соответствующей ориентации волокон – коврау придается волнистая (гофрированная) структура и увеличивается плотность материала.

После прессования ковер поступает в камеру полимеризации. Камера полимеризации предназначена для формирования пласта теплоизоляционного материала (сжатие в зависимости от заданной толщины выпускаемой продукции), сушки (выпаривания воды) и полимеризации (отвердевания) связующего, которым пропитаны волокна.

Система дожига предназначена для термической очистки отходящих газов перед выбросом их в атмосферу.

Выйдя из камеры полимеризации, минераловатный ковер поступает на транспортер охлаждения. Охлаждение ковра осуществляется за счет прососа воздуха через толщину ковра, который нагнетается вентилятором охлаждения.

После охлаждения раскрой ковра на плиты производят с помощью пил продольной и поперечной резки. Разрезанные плиты поступают на упаковку.

Выбросы от вагранки проходят через систему дожига газов (температура выброса 820 °С) идут к организованному источнику 001, где смешиваются с выбросами от камеры волокноосаждения (температура выброса

150 °С), полимеризации (температура выброса не более 400 °С на выходе из системы дожигания) и стола охлаждения (температура выброса 30 °С).

Кроме того, горячие газы используются в теплообменниках для подогрева жидкого кислорода, используемого для горения. Температура выбросов может снижаться путем забора холодного воздуха из атмосферы.

Таким образом, организация технологического процесса позволяет регулировать температуру выброса в широком диапазоне. Поскольку распространение загрязняющих веществ в атмосферном воздухе зависит от разности температуры выброса и окружающей среды, подобная организация выбросов позволяет использовать изменение температуры в качестве природоохранного мероприятия в периоды неблагоприятных метеорологических условий.

Для исследования возможности использования изменения температуры в качестве природоохранного мероприятия, были проведены расчетные исследования. В качестве исходных данных были взяты результаты измерений концентраций загрязняющих веществ в выбросах от производства, проведенных на предприятии по производству минеральной ваты в Хабаровском крае в декабре 2021 года аккредитованной лабораторией. Измерения проводились при следующих условиях: температура выброса составляла 66 °С, температура атмосферного воздуха $-1,1 \pm 0,2$ °С, влажность -72 ± 3 %, атмосферное давление -102925 ± 130 Па.

На основании исходных данных, в соответствии с формулами 1–3, приведенными в приказе Минприроды России от 19 ноября 2021 года № 871 «Порядок проведения инвентаризации стационарных источников и выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух» [1], было рассчитано количество загрязняющих веществ, поступающих в атмосферный воздух (г/с, т/год). Результаты расчетов приведены в таблице 1 (см. ниже).

На основании полученных результатов был построен график зависимости разового значения мощности выброса загрязняющих веществ от температуры выброса (рис. 2, см. ниже), на котором четко прослеживается, что ярко выраженную линейную зависимость показывают такие вещества, как серы диоксид, пыль неорганическая, азот диоксид и углерод оксид, т. е. те вещества, у которых по результатам замеров получилась наибольшая концентрация.

Далее согласно методическому пособию по расчету, нормированию и контролю выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух [2] был рассчитан валовый выброс загрязняющих веществ в т/год по формуле (1).

$$G = M_{ЗВ} * t * 3600 * 10^{-6},$$

где $M_{ЗВ}$ – разовое значение мощности выброса ЗВ, г/с; t – количество времени работы источника, ч.

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчётов разового значения мощности выброса ЗВ, г/с

Наименование вещества	$T_r, ^\circ\text{C}$	Усредненные значения, $\text{мг}/\text{м}^3$	50	66	100	150	200
0301. Азот диоксид	16,4		0,135817	0,129406	0,117611	0,103709	0,092746
0337. Углерод оксид	12,5		0,103519	0,098633	0,089642	0,079046	0,070690
0330. Сера диоксид	28,6		0,236851	0,225672	0,205102	0,180858	0,161740
0303. Аммиак	3,3		0,027329	0,026039	0,023666	0,020868	0,018662
2908. Пыль неорганическая, содержащая двуокись кремния, в %: – 70–20	25,1		0,207866	0,198055	0,180002	0,158725	0,141946
3714. Зола углей	0,7		0,005797	0,005523	0,005020	0,004427	0,003959
0333. Сероводород	0,06		0,000497	0,000473	0,00043	0,000379	0,000339
1325. Формальдегид	2,0		0,016563	0,015781	0,014343	0,012647	0,011310
1071. Фенол	4,5		0,037267	0,035508	0,032271	0,028457	0,025449

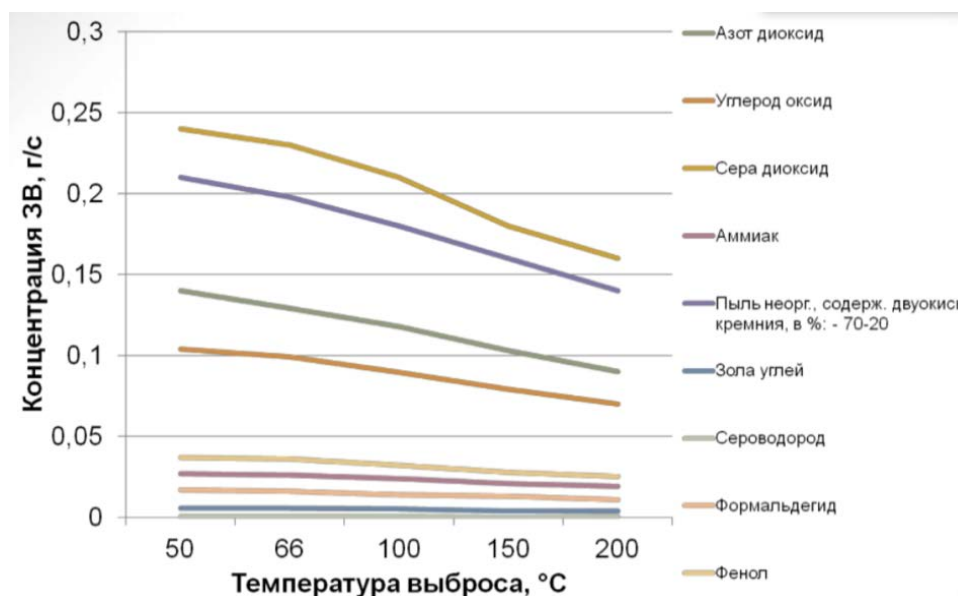


Рис. 2. График зависимости разового значения мощности выброса ЗВ от температуры выброса

Для расчёта было взято 8064 ч работы источника.
Результаты расчёта приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчёта валового выброса ЗВ, т/год

Наименование вещества	Т _г , °С	Усредненные значения, мг/м ³	50	66	100	150	200
0301. Азот диоксид	16,4		0,001095	0,001044	0,000948	0,000836	0,000748
0337. Углерод оксид	12,5		0,000835	0,000795	0,000723	0,000637	0,00057
0330. Сера диоксид	28,6		0,00191	0,00182	0,001654	0,001458	0,001304
0303. Аммиак	3,3		0,00022	0,00021	0,000191	0,000168	0,00015
2908. Пыль неорганическая, содержащая двуокись кремния, в %: – 70–20	25,1		0,001676	0,001597	0,001452	0,001280	0,001145
3714. Зола углей	0,7		0,000047	0,000045	0,00004	0,000036	0,000032
0333. Сероводород	0,06		0,000004	0,0000038	0,0000035	0,0000031	0,0000027
1325.Формальдегид	2,0		0,000134	0,000127	0,000116	0,000102	0,000091
1071. Фенол	4,5		0,000301	0,000286	0,00026	0,000229	0,000205

На основании полученных результатов был построен график зависимости валового выброса ЗВ от температуры выброса (рис. 3), который демонстрирует зависимости, аналогичные предыдущим.

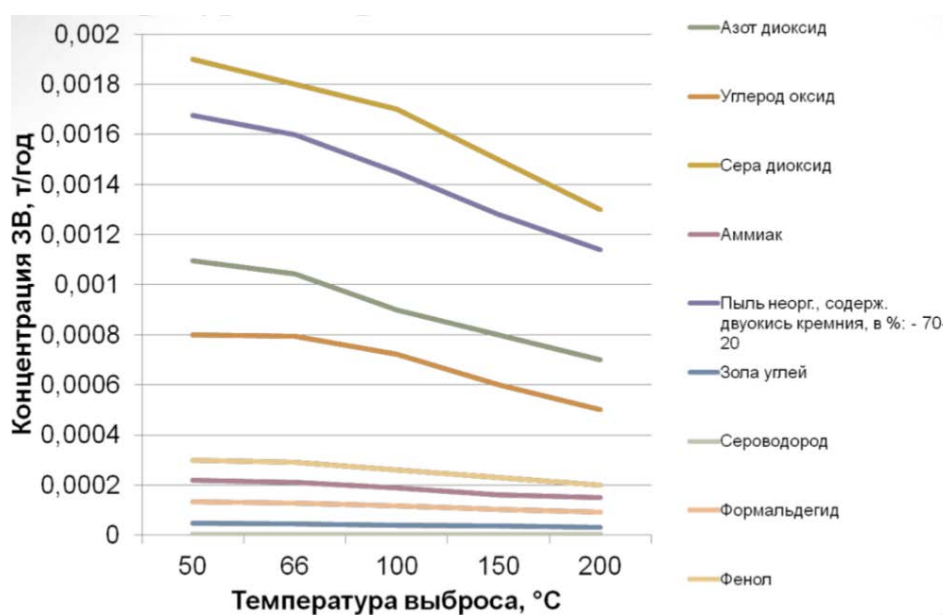


Рис. 3. График зависимости валового выброса ЗВ от температуры выброса

Результаты расчетов, приведенные в данной статье, показывают, что наблюдается снижение выбросов при повышении температуры загрязняющих веществ. Однако, чтобы сделать окончательные выводы о применимости данного метода, необходимо провести расчеты рассеивания.

Список используемых источников

1. Приказ Минприроды России от 19 ноября 2021 года № 871 «Порядок проведения инвентаризации стационарных источников и выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух, корректировки ее данных, документирования и хранения данных, полученных в результате проведения таких инвентаризации и корректировки».

2. Методическое пособие по расчету, нормированию и контролю выбросов вредных (загрязняющих) веществ в атмосферный воздух (дополненное и переработанное). СПб. : ОАО «НИИ Атмосфера», 2012. 224 с.

УДК 504.3.054
ГРНТИ 87.17.15

ПРОБЛЕМА НОРМИРОВАНИЯ ПЫЛИ СЛОЖНОГО КОМПОНЕНТНОГО СОСТАВА

А. Г. Казанцева, М. В. Чурынина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе рассмотрена проблема выбора норматива для пылящих материалов литейного производства сложного компонентного состава. Сырье для литейного производства содержит в себе компоненты 2–3 классов опасности, которые поступают в атмосферный воздух вместе с пылью. Существующие гигиенические нормативы предлагают несколько вариантов наименования загрязняющих веществ исходя из состава выбросов, однако, рекомендации по выбору отсутствуют. В работе исследован подход к нормированию пыли исходя из валентности ее компонентов.

пыль, литейное производство, выбросы, склад сырья.

Выбор загрязняющего вещества при нормировании выбросов определяется технологическим процессом. И когда имеет место наиболее распространенный технологический процесс, то обычно вопросов не возникает (например, сжигание топлива). Однако существуют процессы, где присвоение наименований вызывает определенные сложности. К таким веществам относится пыль сложного компонентного состава. В законодательстве нет четких рекомендаций по выбору нормируемых веществ, утвержденных законодательным актом, поэтому обоснование состава выбросов

лежит на самом предприятии, которое пытается сузить спектр веществ для снижения затрат на производственный контроль. Это достигается не только за счет уменьшения перечня веществ, но и за счет выбора более дешевого метода лабораторного контроля.

Для исследования было выбрано предприятие по производству минеральной ваты. В качестве объекта исследования выбран открытый склад, где осуществляется совместное хранение сырья – каменного материала.

В качестве сырья на производстве используют габбро-диабаз, диабаз и шлак, основным компонентом которых является диоксид кремния. Помимо диоксида кремния, сырье содержит оксиды таких металлов, как железо, алюминий, титан и т. д. В литературе отмечается, что все эти компоненты имеют схожее влияние на организм, вызывая фиброзы. Однако, имеются некоторые отличия, которые могут быть сглажены за счет присутствия большого количества диоксида кремния.

Поэтому, пыль можно нормировать тремя способами: как пыль неорганическую с содержанием диоксида кремния 20–70 % – 2908, как взвешенные вещества – 2902, а также можно нормировать каждый компонент пыли отдельно.

Обзор нормативной и исследовательской литературы показал, что указания по выбору способа нормирования таких пылей отсутствуют. Однако, очевидно, что при нормировании многокомпонентной пыли необходимо учитывать токсичность, содержание каждого компонента и установленные для них гигиенические нормативы. Состав сырья по компонентам представлен в таблице 1 (см. ниже).

Из таблицы 1 видно, что наиболее опасными компонентами являются диоксид кремния в аморфном состоянии, оксиды алюминия, марганца и фосфора. Взвешенные вещества – самые безопасные, пыль неорганическая – средний по токсичности компонент. Однако, содержание фосфора и марганца в сырье незначительно, поэтому требуется оценить целесообразность нормирования этих компонентов исходя из содержания их в исходном сырье.

Методика по расчету, нормированию и контролю выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух [1] рекомендует производить оценку вредности многокомпонентной пыли и отдельных ее компонентов путем расчета оценочного критерия $R_i(1)$. Малоопасные компоненты пыли в силу их невысокой токсичности или незначительного содержания предлагается нормировать как пыль неорганическую с нормируемым содержанием диоксида кремния. Особо токсичные или превалирующие по массе компоненты должны учитываться и нормироваться отдельно [1].

$$R_i = \frac{X_i * K_i * ПДК_{\text{поSiO}_2}}{\Gamma H_i}, \quad (1)$$

где X_i – содержание i -го вещества в суммарном выбросе твердых веществ от данного источника, доли; K_i – стехиометрический коэффициент, учитывающий соотношение молекулярных масс нормируемого и фактически присутствующего в выбросе вещества, определяется по формуле:

$$K_i = \frac{n * M_c}{m * M_i}, \quad (2)$$

где M_c – молекулярная (атомная) масса вещества, г/моль; M_i – молекулярная (атомная) масса i -го компонента, г/моль; n и m – количество молекул (атомов) в уравнениях пересчета химических формул; $ГН_i$ – гигиенический норматив (ОБУВ или ПДК) содержания компонента в атмосферном воздухе, мг/м³; ПДК_{noSiO2} – ПДК_{с.с.} неорганической пыли с нормированным содержанием диоксида кремния, по одному из кодов – 2907, 2908, 2909, мг/м³.

ТАБЛИЦА 1. Химический состав сырья

Код	Название вещества	ПДК, мг/м ³		ОБУВ	Класс опасности	Среднее содержание в сырье, %
		м.р.	с.с.			
0323	Кремния диоксид аморфный (Кварц расплавленный; кремний диоксид аморфный) – SiO ₂			0,02		51–14,4
0101	диАлюминийтриоксид/ в пересчете на алюминий – Al ₂ O ₃	–	0,01		2	16–0,5
0128	Кальций оксид (Кальций окись) – CaO			0,3		53–8
0118	Титан диоксид (Титан пероксид; титан (IV) оксид) – TiO ₂			0,5		1,8–0,4
0138	Магний оксид (Окись магния) MgO	0,4	0,05		3	20,3–1,4
0143	Марганец и его соединения/в пересчете на марганец (IV) оксид/ – MnO	0,01	0,001		2	0,25–0,01
0123	диЖелезотриоксид, (железа оксид) – Fe ₂ O ₃ , FeO	–	0,04		3	1,8–0,1
0338	диФосфорпентаоксид (Фосфорный ангидрид, фосфор (V) оксид) – P ₂ O ₅	0,15	0,05		2	0,26–0,05
2908	Пыль неорганическая, содержащая двуокись кремния, в %: – 70–20	0,3	0,1		3	
2902	Взвешенные вещества	0,5	0,15		3	

Оценка необходимости отдельного учета и нормирования компонентов пыли в зависимости от рассчитанного коэффициента R_i и класса опасности компонентов приведена в таблице 4 П.1 Приложения 4 в [1]. Результаты расчетов для каждого компонента сырья представлены в таблице 2. Исходя из анализа результатов, для нормирования выбросов были выбраны следующие вещества: диоксид кремния, оксид алюминия и оксид марганца.

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчетов коэффициентов R_i и K_i

Название вещества	Коэффициент R_i	Стехиометрический коэффициент K_i
Кремний диоксид	3,93	2,14
Оксид алюминия	2,15	1,89
Оксид титана	0,004	1,67
Оксид кальция	0,08	1,4
Оксид магния	0,22	1,67
Оксид железа	0,044	1,43
Оксид марганца	0,23	1,29
Оксид фосфора	0,007	2,29

Количество выбросов от склада определяется в соответствии с методикой [2]. Расчет проводился для открытого склада производства, расположенного в Кемеровской области. Площадь склада составляет 4914 м², при этом работы ведутся по всей площади.

Расход каменного сырья составляет:

габбро-диабаз – 182000 т/год;

доломит (фракции 5–25 мм) – 5 230 т/год;

доломит (фракции 80–120 мм) – 60 т/год;

шлак литейного производства – 112 000 т/год.

Пересыпка материалов осуществляется при помощи погрузчика НІТАСНІ ZW310. Грузоподъемность устройства – до 4 т.

Климатические характеристики района, в котором расположено предприятие:

среднегодовая скорость ветра – 3,1 м/с;

средняя продолжительность осадков в виде дождя – 80 дней;

количество дней с устойчивым снежным покровом – 161.

Содержание нормируемых компонентов в сырье представлено в таблице 3.

В таблице 4 (см. ниже) приведены результаты расчета максимально-разовых и валовых выбросов согласно методике [2] при пересыпке и хранении каменного сырья, а также высчитано процентное содержание нормируемых компонентов в каждом виде сырья.

ТАБЛИЦА 3. Перечень каменного сырья, используемого в производстве, и содержание в нем нормируемых компонентов

Сырье	Содержание компонентов в сырье, %		
	2908 – пыль с содержанием SiO ₂ 20–70 %	0101 – Al ₂ O ₃	0123 – MnO
Габбро-диабаз	86,49	13,28	0,23
Доломит (5–25 мм)	55,25	0,94	0,01
Доломит (80–120 мм)	55,25	0,94	0,01
Шлак	87,96	11,75	0,29

ТАБЛИЦА 4. Результаты расчета максимально-разовых и валовых выбросов при пересыпке и хранении каменного сырья

Сырье	Вещество						
	2908 – пыль с содержанием SiO ₂ 20–70 %		0101 – Al ₂ O ₃		0123 – MnO		
	M, г/с	G, т/год	M, г/с	G, т/год	M, г/с	G, т/год	
Пересыпка	Габбро-диабаз	0,0681	4,9014	0,0108	0,7796	0,0002	0,0135
	Доломит (5–25 мм)	0,0563	0,1165	0,001	0,002	0,00001	0,00002
	Доломит (80–120 мм)	0,045	0,0011	0,0008	0,00002	0,00001	0,0000002
	Шлак	0,1195	5,296	0,016	0,707	0,0004	0,017
Хранение	Габбро-диабаз	0,049	0,528	0,008	0,084	0,0001	0,001
	Доломит (5–25 мм)	0,036	0,384	0,001	0,007	0,000007	0,0001
	Доломит (80–120 мм)	0,029	0,307	0,0005	0,005	0,00001	0,0001
	Шлак	0,016	0,174	0,002	0,023	0,0001	0,001
Σ	0,419	11,708	0,04	1,608	0,0008	0,033	

Представленные расчеты не дают возможности оценить преимущество какого – либо из способов нормирования. Для окончательного вывода необходимо определить зону влияния выбросов, которая определяется по результатам расчета рассеивания. Таким образом, полученные результаты будут использованы в дальнейшем исследовании.

Список используемых источников

1. Методическое пособие по расчету, нормированию и контролю выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух. СПб. : ОАО «НИИ Атмосфера», 2012. 224 с.

2. Методическое пособие по расчету выбросов от неорганизованных источников в промышленности строительных материалов. Новороссийск : ЗАО «НИПИОТСТРОМ», 2000. 28 с.

УДК 621.396
ГРНТИ 47.43.23

МОДЕЛЬ НИСХОДЯЩЕГО ШИРОКОПОЛОСНОГО КАНАЛА СВЯЗИ НИЗКООРБИТАЛЬНОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Д. А. Караваев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе представлен анализ особенностей распространения широкополосного сигнала в канале связи между наземным приемным пунктом и космическим аппаратом, расположенным на низкой околоземной орбите. Первично рассматривается эффект замирания, вызванный изменениями в обзоре окружающей среды приемным пунктом в процессе слежения за аппаратом. Основное внимание уделяется значительному доплеровскому уходу частоты, возникающему в следствии высокой скорости передвижения данного типа аппаратов. В случае широкополосных сигналов предлагается рассматривать доплеровское смещение частотно-зависимым для соответствующих частотных компонент. Итогом работы является система стохастических дифференциальных уравнений, включающих в себя рассмотренные особенности, на основе которой можно производить дальнейшее моделирование.

спутниковые каналы связи, стохастические дифференциальные уравнения, ортогональное частотное мультиплексирование, доплеровское смещение частоты.

Введение

Одним из перспективных направлений развития систем спутниковой связи (ССС) является реализация глобальной высокоскоростной системы связи на основе низкоорбитальных (НО) космических аппаратов (КА) [1]. Альтернативный способ построения СССР, обеспечивающей глобальное покрытие, состоит в использовании КА, расположенных на геостационарной орбите (ГСО).

Преимуществами применения, НО КА по сравнению с ГСО КА являются:

1. Низкие временные задержки при передаче сигнала, в следствии существенной разницы в высотах орбит;

2. Возможность использования радиоэлектронных компонент общего назначения, в силу наличия защитного магнитного поля Земля на низких высотах [2].

При этом к трудностям в реализации ССС на основе НО КА относятся необходимость в использовании большего числа аппаратов для глобального покрытия и компенсации искажений сигнала в радиолинии на наземном пункте приёма (НПП), возникающих в следствии движения КА. Анализу возможностей моделирования указанных распространения эффектов посвящена настоящая статья.

Характеристика эффектов распространения

Принимаемый на НПП сигнал от КА подвергается искажениям в амплитудных и фазовых составляющих.

Первые вызваны множественными отражениями сигнала от объектов, находящихся в непосредственной близости от приёмной антенны, что приводит к эффекту замирания. В качестве модельных вероятностных распределений сигнала замираний сигнала рассматривают распределение Райса или распределение Накагами [3], так как оба обладают параметром, характеризующим отношений мощностей сигнала прямого распространения и отражённых копий.

Искажение в фазе сигнала вызвано эффектом Доплера, возникающим в следствии движения КА относительно НПП. Формула для расчёта динамики доплеровского смещения частоты в зависимости от местоположения НПП и орбитальных параметров КА была представлена в работе [4]. Основным пространственным параметром, оказывающим влияние на характер доплеровского смещения, является максимальный угол-места θ_{\max} , под которым НПП наблюдает КА в период контакта. Примеры динамик изменений несущей частоты сигнала КА в зависимости от различных θ_{\max} представлены на рис. 1 (см. ниже), где нулевой момент времени – момент достижения угла наблюдения θ_{\max} .

Модель узкополосного сигнала

В случае если полоса сигнала значительно меньше несущей частоты, то принимаемый сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = r(t) \cos\{2\pi F_c \varphi(t)\} + \eta(t),$$

где $r(t)$ и $\varphi(t)$ – амплитуда и нормированная фаза сигнала соответственно, F_c – несущая частота, а $\eta(t)$ – реализация белого гауссовского шума.

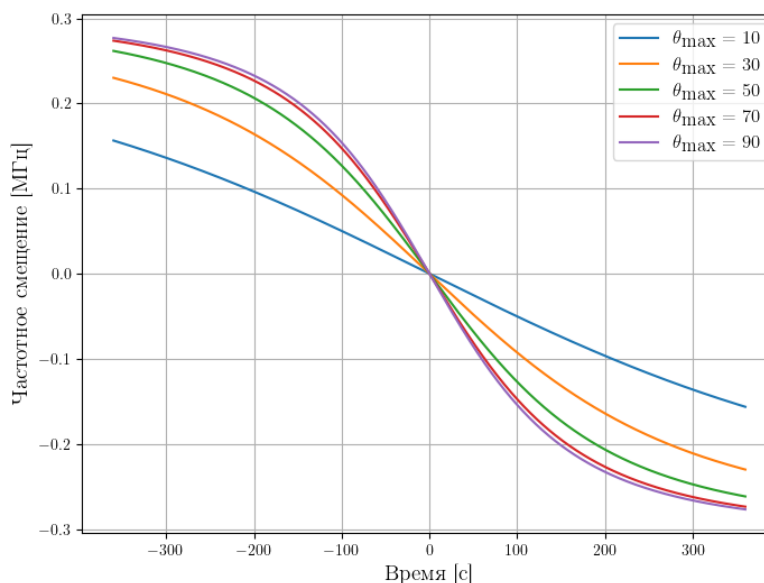


Рис. 1. Динамика доплеровского смещения для несущей частоты 12 ГГц

Фазу сигнала $\varphi(t)$ можно описать в виде суммы детерминированной части, описывающей приращение фазы от нормированного доплеровского смещения $f(t)$, и случайной составляющей $b(t)$, являющейся реализацией процесса броуновского движения, возникающего в следствии нестабильности генераторов опорной частоты гетеродинов приёмного и передающего устройств [5]:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t f(\hat{t}) d\hat{t} + b(t).$$

Таким образом на основе данной формулы можно перейти к описанию изменения мгновенной частоты в виде стохастического дифференциального уравнения (СДУ), взяв формальные производные от левой и правой части:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = f(t) + \psi(t),$$

где $\psi(t)$ – реализация белого гауссовского шума.

Изменение амплитуды в следствии замирания возможно также выразить через соответствующие СДУ в зависимости от выбранного типа распределения [6].

Модель широкополосного сигнала

С целью обеспечения высокой скорости передачи данных с КА на НПП возникает необходимость расширения полосы сигнала, что в свою очередь приводит к частотно-селективному характеру замирания. Для борьбы с дан-

ным эффектом, предлагается рассматривать передаваемых сигнал, в качестве синтезированного по технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM):

$$s(t) = \frac{1}{2\pi\Delta F} \sum_{k=0}^{K-1} r_k(t) \cos\{2\pi(F_c + F_k)\varphi(t)\} + \eta(t),$$
$$F_k = \Delta F \left(k - \frac{K}{2}\right),$$

где ΔF – ширина полосы поднесущей, $r_k(t)$ – амплитуда на k -й поднесущей.

Подбирая должные значения параметров частотно-временного разбиения, можно добиться плоского характера замирания в каждой поднесущей, сигнал на которой можно считать узкополосным.

Однако, при достаточно широкой полосе сигнала доплеровское смещение частоты на каждой поднесущей уже нельзя считать неизменным относительно частоты. Данный факт также приводит к явлению частичной-когерентности узкополосных составляющих сигнала, то есть к нестационарной функции корреляции между ними, что было показано в работе [7].

Заключение

Итогом данной работы является полученное описание моделей нисходящей линии связи между КА и НПП для случая широкополосного сигнала в виде стохастических дифференциальных уравнений. На основе полученных моделей в дальнейшем можно:

1. Произвести компьютерное моделирование с целью поиска сигнально-кодовой конструкции для обеспечения надлежащей скорости и качества связи.
2. Получить уравнения для оптимальной фильтрации сигнала и оценивания его параметров.

Список используемых источников

1. Пехтерев С. В., Макаренко С. И., Ковальский А. А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 4. С. 190–255.
2. Cappelletti C., Battistini S., Malphrus B. CubeSat Handbook: From Mission Design to Operations, Elsevier Science 2020. 498 с.
3. Primak S., Kontorovich V., Lyandres V. Stochastic Methods and Their Applications to Communications Stochastic Differential Equations Approach, Wiley 2004. 439 с.
4. Ali I., Al-Dhahir N., Hershey J. E. Doppler characterization for LEO satellites // IEEE Transactions on Communications. 1998. No. 46. PP. 309–319.
5. Rubiola, E. Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series). Cambridge : Cambridge University Press, 2008. 228 с.

6. Кловский Д. Д., Конторович В. Я., Широков С. М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений. М. : Радио и связь, 1984. 248 с.

7. Gutierrez, C., Pätzold, M., Ortega, N., Azurdia-Meza, C., Maciel Barboza, F. Doppler Shift Characterization of Wideband Mobile Radio Channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019. PP. 12375–12380.

Статья представлена научным руководителем, профессором кафедры РОС СПбГУТ, доктором технических наук, профессором Е. И. Глушанковым.

УДК 623.746.-519
ГРНТИ 49.03.03

ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В УСЛОВИЯХ АРКТИКИ И ПУТИ ИХ МОДЕРНИЗАЦИИ

Е. Е. Каранова, А. Ю. Ларионов, А. Б. Степанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время правительством Российской Федерации ведется активная работа по развитию арктических регионов. На территории Арктики существует ряд неблагоприятных факторов, существенно осложняющих любые проводимые работы. В первую очередь можно выделить такие факторы, как сложные климатические условия, а также удаленность от налаженной инфраструктуры. Применение беспилотных летательных аппаратов может помочь значительно нарастить темпы развития региона, взять на себя такие функции, как например, поиск оптимальных логистических маршрутов, помощь в геодезии и картографии, транспортировка медикаментов в отдаленные районы, поисково-спасательные операции и многое другое. В данной работе на основе проведенных в ходе арктической экспедиции СПбГУТ наблюдений и измерений будут выделены негативные факторы, мешающие нормальной эксплуатации беспилотных летательных аппаратов в условиях Арктики. Также будут предложены возможные пути совершенствования их технической части для борьбы с этими факторами.

беспилотные летательные аппараты, беспроводная передача данных, Арктика.

Эксплуатация беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в Арктике является сложной задачей, требующей специальных знаний, подготовки и соответствующего оборудования. Арктический регион известен своими суровыми погодными условиями, экстремальными температурами, сильными ветрами и ограниченной инфраструктурой.

В ходе арктической экспедиции СПбГУТ, проходившей с 29.10.2022 г. по 10.11.2022 г. на территории Красноярского края в пгт. Диксон, а также в городах Норильск и Дудинка были проведены измерения особых климатических условий, результаты которых в усредненном виде представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Усредненные данные измерений климатических условий

Дата	29.10	30.10	31.10	01.11	02.11	03.11	04.11	05.11	06.11	07.11	08.11	09.11	10.11
Температура, °С	-6	-7	-5	-5	-11	-12	-8	-10	-15	-10	-24	-28	-17
Скорость ветра, м/с	10	5	15	14	6	15	19	8	5	6	3	2	6
Влажность, %	80	93	83	80	85	90	78	93	96	95	85	80	85

Проанализировав данные в таблице можно сделать вывод о том, что эти факторы могут повлиять на производительность, время автономной работы беспилотных летательных аппаратов, а также на стабильность и управляемость их полета. Далее будут более подробно рассмотрены особенности эксплуатации беспилотных летательных аппаратов в Арктическом регионе:

– Экстремальные температуры: Арктика известна своими экстремально низкими температурами, которые могут создавать значительные проблемы для эксплуатации беспилотных летательных аппаратов. Температура может опускаться до -60°C , что может повлиять на работу аккумуляторов БПЛА и других компонентов. Важно убедиться, что аккумуляторы и прочие компоненты БПЛА способны работать в этих экстремальных условиях.

– Высокая скорость ветра: Арктические регионы известны своими сильными ветрами, скорость которых может достигать 100 км/ч. Сильный ветер может повлиять на устойчивость и управляемость БПЛА, затрудняя его эксплуатацию и увеличивая риск аварий.

– Обледенение аэродинамических поверхностей: большое количество осадков, высокая влажность и низкие температуры могут приводить к обледенению аэродинамических поверхностей БПЛА что может вызвать проблемы с датчиками БПЛА, а также повлиять на устойчивость и маневренность [1].

– Магнитные помехи: в арктическом регионе присутствует сильное магнитное поле, которое может создавать помехи системам навигации БПЛА. Это может затруднить навигацию и управление беспилотниками.

– Короткий световой день: в зимние месяцы наблюдаются полярные ночи, при которых дневной свет практически или полностью отсутствует.

Это может затруднить управление БПЛА, особенно теми, которые полагаются на оптические датчики для навигации и управления.

– Ограниченная дальность связи: арктические регионы имеют ограниченную инфраструктуру связи, что затрудняет дистанционное управление БПЛА и связь с ними. Это может представлять угрозу для безопасности беспилотного летательного аппарата и затруднять сбор и передачу данных [1]. Операторам БПЛА может потребоваться использовать специализированное коммуникационное оборудование, например, системы спутниковой связи, для поддержания связи с БПЛА, надежного управления и хранения информации.

– Ограниченная инфраструктура: арктические регионы имеют ограниченную инфраструктуру, такую как аэропорты, взлетно-посадочные полосы и так далее. Это может затруднить запуск и эксплуатацию беспилотных летательных аппаратов, а также ограничить дальность и продолжительность полетов беспилотных летательных аппаратов [2].

– Ограничение максимальной полезной нагрузки: БПЛА, используемые в арктических регионах, имеют ограниченную грузоподъемность, ввиду того, перегрузка может повлиять на летные характеристики БПЛА и срок службы батареи [3]. Это может ограничить выбор оборудования, которое может эксплуатироваться на конкретном виде беспилотного летательного аппарата.

Проанализировав ограничения, которые накладывает эксплуатация беспилотных летательных аппаратов в условиях Арктики можно выделить следующие направления для модернизации:

– Защита от воздействия низкой температуры: такие усовершенствования, как добавление теплоизоляции в совокупности с системами обогрева могут помочь защитить аккумулятор и прочую бортовую электронику БПЛА, а также его аэродинамические поверхности от негативного влияния низкой температуры. Это позволит увеличить безопасность его эксплуатации, производительность, а также время работы. Также важно комплексно контролировать текущую температуру в различных частях устройства во избежание аварийных ситуаций.

– Защита от воздействия сильного ветра: сильный ветер может привести к потере устойчивости беспилотных летательных аппаратов и увеличению риска развития аварийной ситуации [4]. Модернизация с целью повышения устойчивости к ветру может включать в себя установку винтов большего размера, а также установку дополнительных датчиков, которые будут способны обнаруживать изменения скорости и направления ветра. БПЛА также должны быть оснащены усовершенствованными системами стабилизации, которые помогут поддерживать устойчивость в условиях воздействия сильного ветра.

– Модернизация систем связи: связь в арктическом регионе может быть затруднена из-за ограниченного покрытия системами сотовой связи или же полного их отсутствия. Модернизация систем связи с БПЛА и использование спутниковой, либо же других технологий связи на большие расстояния может помочь повысить дальность действия и надежность БПЛА при использовании их в удаленных регионах [5]. В некоторых случаях можно рассмотреть вариант ретрансляции через прочие БПЛА [5], находящиеся в воздухе, для повышения общей дальности связи.

– Модернизация систем навигации: навигация в Арктике может быть осложнена ввиду отсутствия сигналов спутниковой связи. Модернизация навигационных систем БПЛА может включать использование альтернативных методов навигации, таких как инерциальная навигация, либо же магнитная навигация. Также БПЛА должны быть оснащены усовершенствованными системами обхода препятствий, помогающими оператору управлять летательным аппаратом в сложных условиях.

– Модернизация датчиков сбора данных: для сбора ценных сведений и повышения эффективности эксплуатации следует рассмотреть вариант оснащения БПЛА специализированными датчиками, такими как тепловизионные камеры или радарными системами, которые к примеру, могли бы измерять толщину льда или отслеживать изменения уровня моря. Модернизация данных датчиков может помочь повысить качество и точность собираемых данных, что важно для научных исследований и мониторинга окружающей среды.

– Модернизация систем портативного запуска БПЛА для того, чтобы не зависеть от инфраструктуры при эксплуатации летательных аппаратов.

В результате проведенного исследования можно сделать вывод о том, что в Арктической зоне существует целый ряд факторов, мешающих нормальной эксплуатации БПЛА. Однако предложенные пути модернизации призваны значительно повысить эффективность, безопасность и надежность при эксплуатации беспилотных летательных аппаратов в условиях Арктики, что позволит нарастить темпы освоения и развития данных регионов Российской Федерации.

Список используемых источников

1. Путинцев Д. Н. Использование элементов визуальной навигации БПЛА для решения задач наблюдения за ледовым покровом Арктики и оценки уровня его загрязнения // Научная дискуссия: инновации в современном мире. 2016. № 2–1. С. 57–62.

2. Баранов А. А., Никитина А. В., Симонина О. А. Исследование возможности использования сетей мобильной связи общего пользования для передачи видеоданных с борта БЛА // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 16–26.

3. Гупта Л., Джейн Р., Вашкун Г. Обзор важных проблем в сетях связи беспилотных летательных аппаратов // Communications surveys & tutorials. 2015. Т. 18. № 2. С. 1123–1152.

4. Цзэн Ю., Чжан Р. Энергоэффективная связь с беспилотным летательным аппаратом с оптимизацией траектории // EURASIP по беспроводной связи и сетям. 2017. Т. 16. № 6. С. 3747–3760.

5. Stöcker C. Обзор текущего состояния правил использования беспилотных летательных аппаратов // EURASIP по беспроводной связи и сетям. 2017. Т. 9. № 5. С. 459.

УДК 608.4
ГРНТИ 49.33.29

ПОДХОДЫ К РЕАЛИЗАЦИИ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ РАЗЛИЧНЫХ НУМЕРОЛОГИЙ ПРИ ИМИТАЦИОННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ СЕТЕЙ 5G В СИМУЛЯТОРЕ NS-3

Е. Е. Каранова, А. В. Никитина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время при разработке оборудования и программного обеспечения сетей мобильной связи наиболее целесообразным методом оценки работоспособности предлагаемых решений является использование современных средств имитационного моделирования. В данной работе представлен обзор возможностей модуля mmWave и его некоторых расширений, а также рассматриваются варианты реализации мультиплексирования с частотным разделением различных нумерологий с использованием функции агрегации несущих в симуляторе NS-3.

имитационное моделирование, частотное разделение, mmWave, 5G.

Спрос на услуги мобильной передачи данных наряду с дефицитом радиочастотного спектра в диапазонах ниже 6 ГГц вызывает повышенный интерес к разработке беспроводных систем, которые могут использовать большой объем спектра, доступного в диапазоне частот миллиметровых волн (mmWave). Ожидается, что технология mmWave будет играть важную роль в сетях сотовой связи 5-го поколения (5G). Данная работа посвящена изучению возможностей модуля mmWave и его некоторых расширений, а также рассматриваются варианты реализации мультиплексирования с частотным разделением различных нумерологий с использованием функции агрегации несущих в симуляторе NS-3.

Технология доступа New Radio пятого поколения (5G NR) [1] предназначена для поддержки множества сценариев использования и имеет возможность работать в широком диапазоне частот. Некоторыми из особенностей, относящихся к структуре радиоинтерфейса сети 5G NR, являются структура кадра и мультиплексирование с частотным разделением (FDM) различных нумерологий. Использование различных нумерологий открывает возможности для гибкой настройки поведения сети при предоставлении услуг. В таблице 1 представлена конфигурация различных нумерологий: $\mu = 0$ соответствует конфигурации системы LTE, а $\mu > 0$ обеспечивает более широкую полосу пропускания и более короткий временной интервал передачи (TTI), что является преимуществом для диапазонов mmWave.

ТАБЛИЦА 1. Значения времени передачи кадра при различных соотношениях параметров

	$\mu = 0$	$\mu = 1$	$\mu = 2$	$\mu = 3$	$\mu = 4$
Ширина поднесущей [кГц]	15	30	60	120	240
Длина символа OFDM [мкс]	66,67	33,33	16,67	8,33	4,17
Циклический префикс [мкс]	~4,8	~2,4	~1,2	~0,6	~0,3
Количество слотов в кадре	10	10	10	10	10
Количество слотов в субкадре	1	2	4	8	16
Длина слота [мкс]	1000	500	250	125	62,5
Количество символов OFDM в слоте	14	14	14	14	14
Количество поднесущих в блоке физических ресурсов	12	12	12	12	12
Ширина блока физических ресурсов [МГц]	0,18	0,36	0,72	1,44	2,88

Для того чтобы обеспечить возможность моделирования FDM нумерологий в сетевом симуляторе NS-3 необходимо использовать модуль mmWave с расширенными возможностями. Обязательным условием является использование функции агрегации несущих (CA)[2].

Для реализации структуры кадра 5G NR и FDM нумерологий необходимо модифицировать структуру физического уровня (PHY) и подуровня управления доступом к среде (MAC) модуля mmWave. Например, сверхнадежная межмашинная связь с низкими задержками (URLLC) требует короткой длины слота для удовлетворения строгих требований к задержке, в то время как вариант использования сверхширокополосной мобильной связи (eMBB) направлен на увеличение пропускной способности, что достигается за счет большой длины слота [6]. Поэтому URLLC должен обслуживаться с нумерологией, имеющей наименьшую длину слота, а eMBB с нумерологией, имеющей наибольшую длину слота [5]. Следовательно,

основная цель FDM нумерологии состоит в поиске компромисса между задержкой и пропускной способностью для различных типов трафика. Для изменения нумерологии необходимо изменить длину субкадра, которая должна быть зафиксирована на 1 мс в соответствии со структурой кадра NR.

Рассмотрим конкретную конфигурацию структуры кадра, аналогичную $\mu = 4$, но имеющую ряд важных отличий:

1. Субкадр, который определяет степень детализации планирования MAC в модуле mmWave, состоит из 24 символов OFDM, в то время как в NR степень детализации планирования MAC составляет каждый слот, состоящий из 14 символов OFDM.

2. В частотной области общая пропускная способность состоит из 72 поддиапазонов, каждый поддиапазон имеет пропускную способность 13,89 МГц и состоит из 48 поднесущих, в то время как структура NR предполагает фиксированное количество интервалов между поднесущими (SCS) на блок физических ресурсов (PRB), и это число равно 12. Поскольку количество поднесущих на PRB фиксировано, SCS определяет размер PRB, а также общее количество PRB системы NR. В случае $\mu = 4$ ширина PRB должна быть 2,88 МГц, а общее количество PRB зависит от пропускной способности системы.

Таким образом, кадр имеет длину 10 мс и разделен на 10 субкадров, каждый из которых имеет продолжительность 1 мс. Каждый субкадр разбивается во времени на переменное количество слотов, которое зависит от настроенной нумерологии. Количество символов OFDM на слот равно 14 символам OFDM. На рис. 1 показана структура кадра NR во временной области при настройке для $\mu = 4$ и структура кадра NR в частотной области.

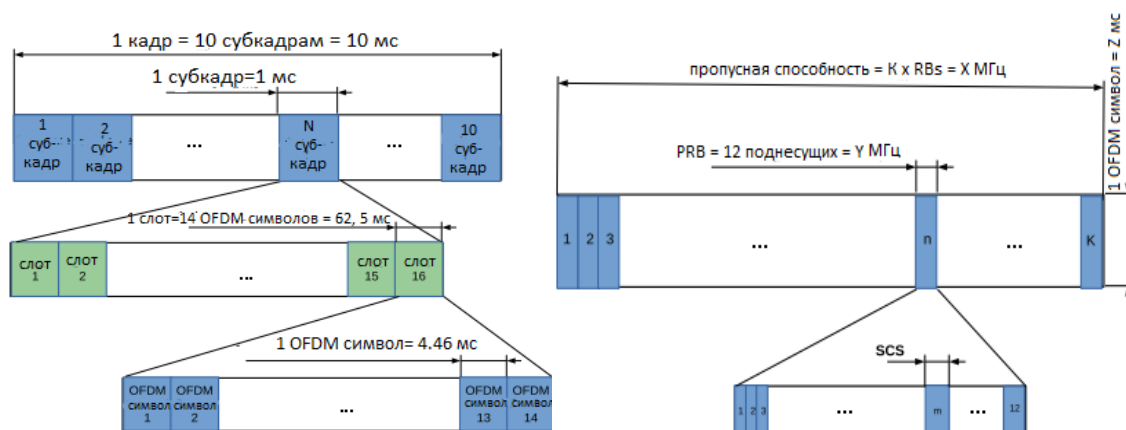


Рис. 1. Структура кадра NR во временной области при настройке для $\mu = 4$ и структура кадра NR в частотной области

В модуле mmWave передача и прием субкадров осуществляются на уровне слота и используются функции StartSlot() и EndSlot()[4]. Эти функции выполняются с фиксированной периодичностью, т. е. каждые 14

символов OFDM, но реальная продолжительность слота зависит от сконфигурированной нумерологии.

Модуль mmWave также содержит функции, которые используются для передачи и приема TTI переменной длины: StartVarTti() и EndVarTti. Согласно определению TTI NR: одна продолжительность TTI соответствует количеству последовательных символов во временной области в одном направлении передачи и разные длительности TTI могут быть определены при использовании разного количества символов. Таким образом, TTI обычно имеет переменную длину независимо от нумерологии[3].

Для поддержки операций по слотам используется SfAllocInfo, которая содержит информацию по слотам. SfAllocInfo состоит из списка элементов VarTtiAllocInfo, которые содержат информацию планирования для одного TTI, продолжительность которого не превышает длительность одного интервала. На PHY UE объекты VarTtiAllocInfo заполняются после приема сообщений индикатора управления нисходящей линией связи (DCI). Для каждого VarTtiAllocInfo планировщик определяет какие из них содержат непрерывные символы OFDM, вместе с информацией о том, является ли выделение нисходящего канала связи (DL) или восходящего канала связи (UL). Первый и последний символ OFDM в структуре кадра NR зарезервированы для управления DL и управления UL. Задержка обработки MAC-to-PHY в базовой станции (gNB) зависит от нумерологии и настроена на определенное количество слотов. По умолчанию это 2 слота[4]. Время декодирования транспортного блока в UE по умолчанию фиксировано и равно 100 мкс, но его также можно легко настроить так, чтобы оно зависело от нумерологии.

В отличие от модуля LTE, в котором планирование MAC выполняется для каждого субкадра, в структуре кадра NR оно выполняется для каждого слота. Индикация слота для уровня MAC запускает планировщик в начале каждого слота для выделения будущего слота[5]. Уровень MAC модуля mmWave поддерживает только планирование множественного доступа с разделением по времени (TDMA). Существующие планировщики TDMA, были усовершенствованы для поддержки структуры кадров NR посредством работы на уровне слотов, а не субкадров. Этими планировщиками являются: MmWaveFlexTtiMacScheduler, MmWaveFlexTtiPfMacScheduler, MmWaveFlexTtiMaxRateMacScheduler и MmWaveFlexTtiMaxWeightMacScheduler. Нумерология определяется атрибутом нумерологии класса MmWavePhyMacCommon [2]. После настройки нумерологии длина символа, слота, SCS и количество PRB динамически определяются во время выполнения. В настоящее время данная реализация поддерживает нумерологию, показанную в таблице 1. Дополнительные значения μ могут быть легко настроены благодаря универсальной реализации.

Учитывая требования к реализации уровня управления и данных FDM нумерологии, основная идея состоит в том, чтобы использовать функцию агрегации несущих (CA) модуля LTE для реализации базовой функции FDM в модуле mmWave. Технология CA позволяет агрегировать радиоресурсы, принадлежащие разным операторам, для достижения большей пропускной способности и более высокой скорости передачи данных. В конфигурации CA каждая полоса принадлежит к одному из следующих классов:

- Class A: $N_{PRB,agg} \leq 100$, максимальное количество CC = 1,
- Class B: $NP_{PRB,agg} \leq 100$, максимальное количество CC = 2,
- Class C: $100 < NP_{PRB,agg} \leq 200$, максимальное количество CC = 2,
- Class D: $200 < NP_{PRB,agg} \leq 300$,
- Class E: $300 < NP_{PRB,agg} \leq 400$,
- Class F: $400 < NP_{PRB,agg} \leq 500$.

Функция CA в основном находится на уровнях протокола управления радиоресурсами (RRC) и MAC. Поскольку mmWave использует реализацию модуля LTE RRC, включение этой части функциональности CA выполняется автоматически путем обновления модуля LTE до версии, включающей функцию CA. Таким образом, модуль mmWave наследует такие функции, как расширение сообщений RRC для обработки вторичной информации компонентной несущей (SCC). В текущей реализации FDM нумерологии в NS-3 поддерживается передача информации о планировании через выделенный канал управления в каждой части общей полосы пропускания канала (BWP), а планирование MAC выполняется для каждого BWP. Согласно модели, мультиплексирование потоков данных в зависимости от типа трафика выполняется новым объектом - диспетчером BWP, роль которого аналогична роли диспетчера компонентной несущей (CC) в модуле LTE. Диспетчер BWP может использовать идентификаторы качества обслуживания (QoS) 5G, чтобы определить, по какой нумерологии распределять пакеты радиоканала и установить приоритеты среди радиоканалов.

В данной работе представлен обзор модуля mmWave с возможностью реализации мультиплексирования с частотным разделением различных нумерологий. Определены ключевые особенности систем 5G NR. Рассмотрен вариант реализации FDM нумерологий с использованием функцию агрегации несущих LTE. Данный модуль имеет возможность взаимодействовать с протоколами более высокого уровня и моделями базовой сети из модуля LTE в NS-3, что обеспечивает полнофункциональное моделирование сквозного подключения, а также моделирование реальных приложений с помощью реализации прямого выполнения кода.

Список используемых источников

1. TSG RAN 3GPP. 2017. Study on New Radio (NR) access technology. 3GPP TR 38.912 V14.0.0. URL: [Specification # 38.912 \(3gpp.org\)](https://www.3gpp.org/Specifications/38.912) (дата обращения 10.02.2023).

2. Baldo N., Miozzo M., Requena-Esteso M., and Nin-Guerrero J. “An open source product-oriented LTE network simulator based on ns-3,” // In Proc. 14th ACM Int. Conf. Model. Anal. Simulat. Wireless Mobile Syst., 2011, pp. 293–298. URL: <http://doi.acm.org/10.1145/2068897.20689483> (дата обращения 11.02.2023).

3. LTE-EPC Network Simulator. URL: [http://iptechwiki.cttc.es/LTE-EPC Network Simulator \(LENA\)](http://iptechwiki.cttc.es/LTE-EPC-Network-Simulator-(LENA)) (дата обращения 11.02.2023).

4. Centre Tecnologic de Telecomunicacions de Catalunya. (Jan. 2014). The LENA ns-3 LTE Module Documentation. URL: [http://iptechwiki.cttc.es/LTE-EPC Network Simulator \(LENA\)](http://iptechwiki.cttc.es/LTE-EPC-Network-Simulator-(LENA)) (дата обращения 11.02.2023).

5. Polese M., Mezzavilla M., and Zorzi M. “Performance comparison of dual connectivity and hard handover for LTE-5G tight integration,” // In Proc. 9th EAI Int. Conf. Simulat. Tools Techn. (SIMUTOOLS), Prague, Czech Republic, 2016, pp. 118–123. URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=3021426.3021445> (дата обращения 11.02.2023).

6. Zaidi A. A. et al. 2016. Waveform and numerology to support 5G services and requirements. In IEEE Commun. Magazine, vol. 54, pp. 90–98 URL: [Waveform and Numerology to Support 5G Services and Requirements | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore](#) (дата обращения 16.02.2023).

УДК 621.391

ГРНТИ 49.43.29

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ ПАКЕТОВ ДАННЫХ ПО МАРШРУТАМ С ОГРАНИЧЕННЫМИ РЕСУРСАМИ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ СРЕДСТВ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СВЯЗИ

Я. В. Кичко¹, З. В. Курашев², Л. П. Сапунова¹, А. М. Чуднов¹

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²16 Центральный научно-исследовательский испытательный институт МО РФ

Аналитические оценки показателей своевременности доставки сообщений по маршрутам системы обмена данными необходимы для управления маршрутизацией пакетов и повышения на этой основе эффективности работы системы. Наиболее важным является оперативное оценивание таких параметров для мобильных систем, построенных с использованием радиосредств, поскольку при этом маршрутизация осуществляется в условиях изменяющихся помеховой обстановки и загруженности ретрансляторов связи, что требует постоянного обновления данных о структуре и параметрах сети.

В работе предложена методика аналитической оценки вероятностно-временных характеристик доставки пакетов по маршрутам сети при ограничениях на ресурс ре-

трансляторов связи. Учитывается возможность организации взаимодействия объектов сети, при котором приемное и передающее средства ретранслятора в каждый момент времени могут осуществлять обмен данными с разными корреспондентами.

Приведены соотношения для расчета показателей своевременности доставки сообщений в сети в целом.

система обмена данными, мобильная сеть, маршрутизация пакетов, своевременность доставки сообщений.

В работе изучается задача анализа своевременности передачи сообщений в мобильной сети пакетного обмена с автоматически управляемыми режимами функционирования радиосредств. Важным элементом такого анализа является расчет вероятностно-временных характеристик (ВВХ) прохождения пакета данных по маршрутам сети [1–5], при этом показатели своевременности доставки сообщений, а также эффективности обмена данными в системе могут быть получены на основе усреднения соответствующих показателей для маршрутов [1–5].

Как и в [2], предполагается, что в системе обмена данными (СОД) есть системы (подсистемы) управления, элементам которой предписаны функции сбора информации о состоянии объектов сети и формирования решений на управление с последующей их выдачей исполнительным объектам комплекса [6]. Взаимодействие объектов комплекса может осуществляться на основе обмена пакетами данных (составляющими сообщения) с использованием различных типов приемо-передающих средств (ППС). Передача пакетов при взаимодействии объектов может осуществляться в различных режимах, определяемых набором данных, включающих направление связи (рабочая частота передачи/приема, параметры управления диаграммами направленности антенн), техническую скорость передачи, мощность излучения и др. [7, 8]. Переключение режимов работы радиосредств должно осуществляться достаточно быстро, чтобы инерционность не приводила к потерям эффективности функционирования СОД [9]. Эти свойства учитываются в формализованной модели решаемой задачи и необходимы для корректного использования полученных в работе результатов.

Обычно в рамках оговоренных условий управление маршрутизацией осуществляется путем организации для передачи каждого пакета корреспондирующего направления с двусторонним обменом в канале передачи данных (КПД), при котором реализуются функции управления режимом обмена канального уровня, включая переспрос канальных блоков с обнаруженными ошибками [10]. В таком случае для организации каждого сеанса приемопередатчикам пары корреспондирующих узлов выдаются радиоданные двух направлений связи, в каждом из которых может передаваться как оперативные, так и служебные данные [11].

В настоящей работе рассматривается процедура маршрутизации пакетов в СОД, при которой для передачи пакета на каждом участке маршрута

назначается пара «передатчик-приемник» соответственно передающего и принимающего узлов. При этом как передатчик принимающего узла, так и приемник передающего узла могут быть задействованы для передачи (приема) пакетов в других радиоподсетях [12]. Такой вариант предполагает назначение при организации сеанса передачи пакета лишь однонаправленного КПД и не предусматривает формирования для поддержания обмена обратного канала. Вместе с тем при данном варианте управления маршрутизацией функции обратного канала при необходимости могут быть обеспечены на сетевом уровне на основе, как формирования и передачи «мини-пакетов» со служебной информацией, так и встраивания служебной информации в пакеты данных, передаваемые в обратном направлении.

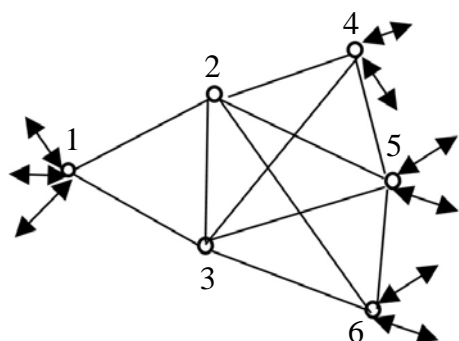


Рис. 1. Структура потенциальных связей СОД

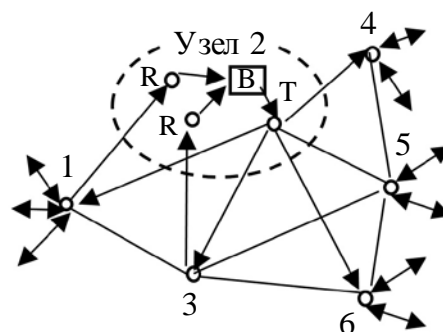


Рис. 2. Структура СОД с детализацией ППС узла 2

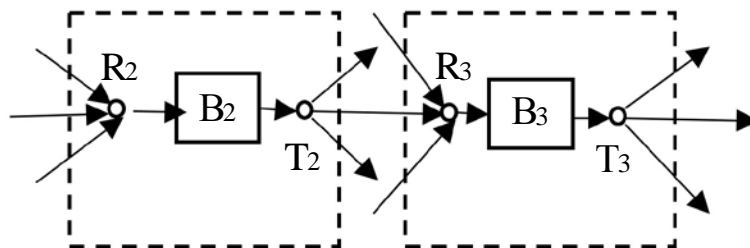


Рис. 3. Маршрут прохождения пакета на участке 2–3

Пример структуры потенциальных связей в СОД представлен графом на рис. 1, где вершины соответствуют ретрансляторам связи, а дуги – линиям связи, которые могут быть образованы в соответствующих режимах работы приемно-передающих радиосредств. Для анализа ВВХ передачи пакетов данных в сети данная структура детализируется с представлением маршрутов с точностью до средств, обеспечивающих передачу/прием пакетов. Вариант представления фрагмента маршрута с детализацией до участвующих в передаче ППС второго узла показана на рис. 2, где символами R, T представлены соответственно приемное и передающие средства, прямоугольником B обозначен буферный модуль, актуализирующий очередь

на передачу пакетов из данного узла. Таким образом, детализированное представление μ -маршрута задается последовательностью $T_1, R_2, T_2, R_3, \dots, R_n$, где $T_1, T_2, \dots, R_1, R_1, \dots$ – участвующие в реализации маршрута приемные и передающие средства. Пример μ -маршрута с детализацией узла 2 представлен на рис. 3.

Расчет ВВХ задержки пакетов на маршрутах осуществляется с использованием модели системы массового обслуживания, в которой обслуживающий прибор представлен композицией передающего средства k -объекта, собственно радиолинии и приемного средства l -объекта. Время задержки пакета складывается из задержек в очереди для организации взаимодействия k -передатчиком и l -приемником и собственно времени, затрачиваемого для передачи пакета.

При анализе ВВХ обмена данными в [3] использовалось условие «достаточности» приемных средств для обеспечения приема пакетов по заявке корреспондирующего передатчика без существенной задержки. Для получения расчетных соотношений ВВХ в общем случае определена процедура взаимодействия ППС корреспондирующих узлов сети, в соответствии с которой

– для очередного пакета (находящегося в буфере очереди) передатчик узла 1 (передающего) посылает в корреспондирующий узел 2 (принимающий) заявку на установление сеанса связи и ожидает сигнала о готовности к приему;

– приемник узла 2 актуализирует очередь заявок на прием пакетов и инициирует сеансы связи в соответствии с очередностью поступивших заявок.

В соответствии с моделью СМО М/М/1/∞ для ППС узла функции распределения вероятностей (ФРВ) времени задержки пакета на каждом участке маршрута определяются соотношениями вида:

$$F(t) = 1 - \rho \exp(-t(c - \lambda)), \quad (1)$$

где для времени ожидания в очереди к передатчику, приемнику и собственно передачи по каналу параметры ρ, c, λ зависят от интенсивности потоков, проходящих через узлы СОД, и пропускных способностей линий связи. ФРВ времени задержки пакетов на маршруте $\mu = (i_1, \dots, i_n)$ вычисляются путем свертки ФРВ $F_i(t)$ соответствующих участков маршрута:

$$F_\mu(t) = \prod_i^\otimes F_i(t). \quad (2)$$

На основе соотношений (1), (2) в работе рассчитаны ВВХ времени задержки пакетов на маршрутах сети [3] по приведенным в указанном источнике исходным данным при этом для соотношения (2) использовалась аппроксимация гамма-функцией $G_\mu(t|m_\mu, \sigma_\mu^2)$, для которой значения математического ожидания и дисперсии времени доставки m_μ, σ_μ^2 пакета

на μ -маршруте определялись суммированием соответствующих величин для участков маршрута. Результаты расчетов показаны на рис. 4, где на оси t отложено относительное время (выраженное числом пакетов). Кривые 1, 2 представляют ФРВ времени задержки пакетов в информационном $\langle 1,5 \rangle$ -направлении $F_{\langle 1,5 \rangle}(t)$ (направление с максимальной задержкой) и в СОД $F_{Gen}(t)$ при использовании на всех ретрансляторах связи по одному приемнику, а кривые 3, 4 – при использовании на ретрансляторах № 2 и № 3 по 2 приемника. Как видно, увеличение числа приемников в наиболее загруженных узлах позволяет существенно повысить показатели своевременности обмена данными. В рассмотренном примере выигрыш характеризуется сокращением времени доставки пакетов данных (соответственно сообщений) на 15–30 %.

Заключение

Разработанная методика позволяет оценить показатели своевременности доставки сообщений в СОД, использующей для передачи данных каналы радиосвязи с управляемыми режимами работы радиосредств. На основании результатов исследования могут быть сформированы рекомендации по оснащению ретрансляторов связи необходимым ресурсом приемо-передающих средств.

Полученные результаты предполагают дальнейшую проработку затронутых вопросов в направлениях учета деталей алгоритма установления сеансов связи в СОД, оптимизации алгоритмов маршрутизации, обоснования структуры, алгоритма функционирования, а также параметров и режима работы кодирующих и декодирующих устройств.

Список используемых источников

1. Kocak F., Celebi H., Gezici S. et al. Time-Delay Estimation in Dispersed Spectrum Cognitive Radio Systems // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing volume 2010, 675959 (2010). doi: 10.1155/2010/675959.
2. Чуднов А. М., Положинцев Б. И., Кичко Я. В. Анализ помехозащищенности обмена данными группы беспилотных летательных аппаратов в условиях оптимизированных помех // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 12. С. 33–46. doi: 10.18127/j00338486-202212-03.
3. Чуднов А. М., Губская О. А., Кичко Я. В. Методика анализа вероятностно-временных характеристик обмена сообщениями в комплексе беспилотных летательных аппаратов // Известия ТулГУ. Технические науки. 2021. № 11. С. 117–124.

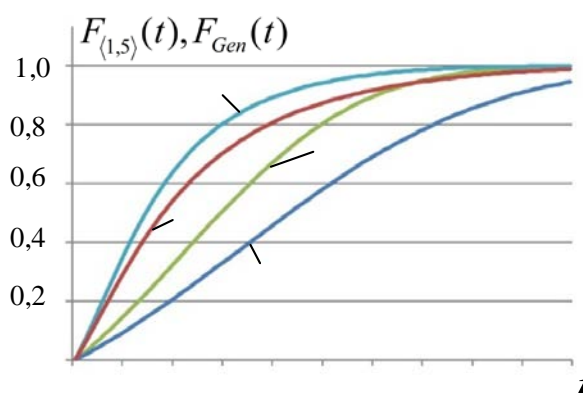


Рис. 4. ФРВ времени доставки пакета в информационном направлении и в СОД

4. Чуднов А. М., Путилин А. Н., Попов А. И. Комплексное управление маршрутизацией пакетов и режимами работы радиосредств в неоднородной сети передачи данных // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 1 (33). С. 46–56.
5. Польщиков К. А. Оценка вероятностно-временных характеристик доставки данных в беспроводной самоорганизующейся сети // Научные ведомости БелГУ. 2015. № 7 (204). Вып. 34 (1). С. 183–187.
6. Макаренко С. И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки : монография. СПб. : Научное издание. 2020. 337 с.
7. Madi N. K., Hanapi Z. M., Othman M. et al. Delay-based and QoS-aware packet scheduling for RT and NRT multimedia services in LTE downlink systems // J Wireless Com Network 2018, 180 (2018). doi: 10.1186/s13638-018-1185-3.
8. Kae Won Choi, Wha Sook Jeon, Dong Geun Jeong. Efficient Load-Aware Routing Scheme for Wireless Mesh Networks // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2010. Vol. 9. No. 9. P. 1293–1307.
9. Ren F., He T., Das S., Lin C. Traffic-aware dynamic routing to alleviate congestion in wireless sensor networks // IEEE Trans. Parallel and Distributed Systems, Sep 2011. Vol. 22. No. 9. P. 1585–1599.
10. Чуднов А. М., Кирик Д. И., Ермакова Е. М. Оптимизация параметров кода и режима обработки сигналов в условиях преднамеренных помех // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 79–86. doi: 10.31854/1813-324X-2019-5-4-79-86.
11. Chayon H. R, Dimiyati K., Ramiah H., Reza A. W. An Improved Radio Resource Management with Carrier Aggregation in LTE Advanced // Appl. Sci. 7(4), 394 (2017). doi: 10.3390/app7040394.
12. Draves R., Padhye J., Zill B. Routing in multi-radio, multi-hop wireless mesh networks // Proceedings of the 10th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MOBICOM 2004, Philadelphia, PA, USA, September 26–October 1 2004. P. 114–128.

УДК 676.038.2
ГРНТИ 87.53.15

ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ МАЛООТХОДНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ ПРИ УТИЛИЗАЦИИ МАКУЛАТУРЫ

О. П. Ковалева¹, Н. Е. Манвелова², А. И. Огай²

¹Санкт-Петербургский государственный лесотехнический университет им. С. М. Кирова

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время возрастает потребление природных ресурсов, однако материальная выгода интересует человека больше, чем забота о последствиях его деятельности. Ограниченность сырьевых ресурсов древесины обуславливает необходимость

полномасштабной утилизации многотоннажного отхода производства и потребления – макулатуры для производства различных видов картонно-бумажной продукции. В связи с увеличением рисков природных и техногенных воздействий, приводящих к негативным экологическим последствиям, возникает актуальность рассмотрения малоотходных технологий утилизации макулатуры в промышленных системах, которые направлены на повышение экологической безопасности.

переработка макулатуры, сточные воды, твердые отходы, малоотходные технологии в промышленных системах.

В современном мире особое внимание уделяется экологическим проблемам и сохранению природных ресурсов. Одной из этих проблем является утилизация макулатуры - материала, который находит широкое применение в производстве бумаги и картона. Одним из путей уменьшения влияния процессов утилизации макулатуры на окружающую среду является использование малоотходных технологий в промышленных системах (рис. 1 а, б). Такие технологии позволяют уменьшить количество отходов утилизации и повысить эффективность использования ресурсов. Малоотходная технология, как вариант технологии безотходного производства, позволяет максимально использовать материалы и уменьшать количество отходов переработки исходного сырья.

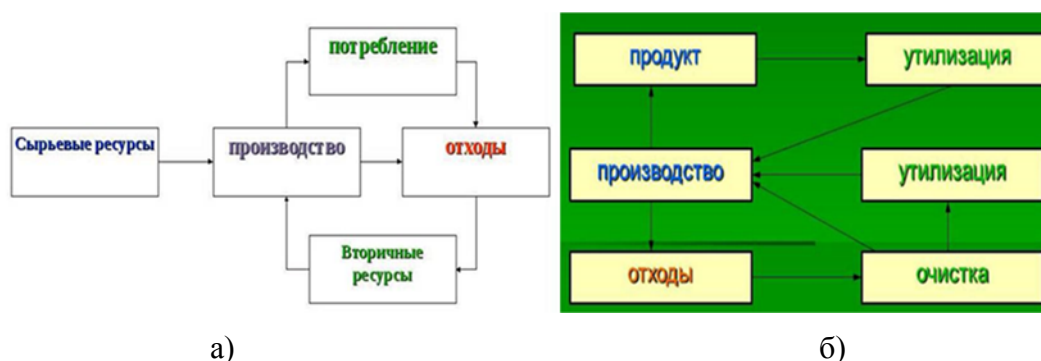


Рис. 1. Структурные схемы безотходной (а) и малоотходной (б) технологий [1]

В бумажно-картонном производстве могут использоваться вторичные материалы, такие как макулатура, для создания новых продуктов. Кроме того, такие технологии могут снизить потребление воды и энергии, что позволяет снизить экологическое воздействие процесса.

Для изготовления 1 тонны бумаги требуется до 25 деревьев, причем срубить их можно только после достижения ими возраста 30–70 лет. Стоит заметить, что посадка деревьев происходит в меньших масштабах, чем вырубка. По этой причине переработка макулатуры очень важна. 60 кг бумажных отходов сохраняют жизнь одного дерева [2, 3].

Использование макулатурного сырья приводит к уменьшению объемов городских свалок и потребности в оборудовании для переработки отходов. Свалки выделяют диоксины, токсины и прочие вредные вещества, которые

отравляют воду, воздух и почву. Таким образом, переработка макулатуры дает и экономический, и экологический эффекты [4].

ТАБЛИЦА 1. Эколого-технологические аспекты переработки макулатуры

Положительные	Отрицательные
Замена 1 тонны первичного целлюлозного волокна макулатурой экономит 3–4 м ³ древесины	Качественные характеристики продукции, изготовленной из макулатуры, ниже, чем из первичного волокна
Строительство производств, использующих макулатуру, в 10 раз и более дешевле строительства целлюлозных заводов	Улучшение качественных характеристик приводит к некоторому повышению стоимости продукции
Сокращает площади мусорных полигонов	При многократном использовании снижается качество вторичного волокнистого полуфабриката
Уменьшает потребность в оборудовании для переработки отходов	Переработка макулатуры реализуется на более чем 200 фабриках, созданных за последние 20 лет
Стоимость 1 тонны макулатуры в 2–4 раза меньше стоимости 1 тонны целлюлозы	Необходимость финансовых затрат на начальных этапах освоения технологии переработки

Использование макулатуры в качестве сырья для производства бумажно-картонной продукции позволяет снизить уровень загрязнения атмосферы на 74 %, воды – на 35 %, количество потребляемой электроэнергии на 40–65% [4] по сравнению с производством целлюлозы. Технологические затруднения при переработке макулатуры связаны не только с тем, что подготовка вторичного волокнистого сырья включает большое количество этапов очистки макулатурной массы от различных примесей и включений, но и с тем, что улучшение качественных характеристик продукции, получаемой из него, требует дополнительных затрат. Переработка макулатуры сопровождается образованием определенного количества загрязненных сточных вод и твердых отходов, что также требует их утилизации. Технологический процесс переработки макулатуры в волокнистый полуфабрикат – макулатурную массу – состоит, по существу, из трех уровней (рис. 2) [5].

Первый основной уровень – производственный – включает все технологические операции, связанные с переработкой макулатуры в волокнистый целлюлозный полуфабрикат. На втором уровне – сгущение отходов, отделение их от целлюлозного волокна, возврат волокна в основной технологический поток, включая локальную очистку производственной волокнодержательной воды, на третьем – удаление отходов переработки макулатуры.

Общая технологическая схема переработки макулатуры включает системы обработки отходов и оборотной воды. Основное внимание при проектировании технологических схем переработки макулатуры должно быть

сосредоточено на их отличии от стандартных схем подготовки первичного целлюлозного волокна*, получаемого из древесины путем химической обработки, которое используется для производства бумаги и картона.

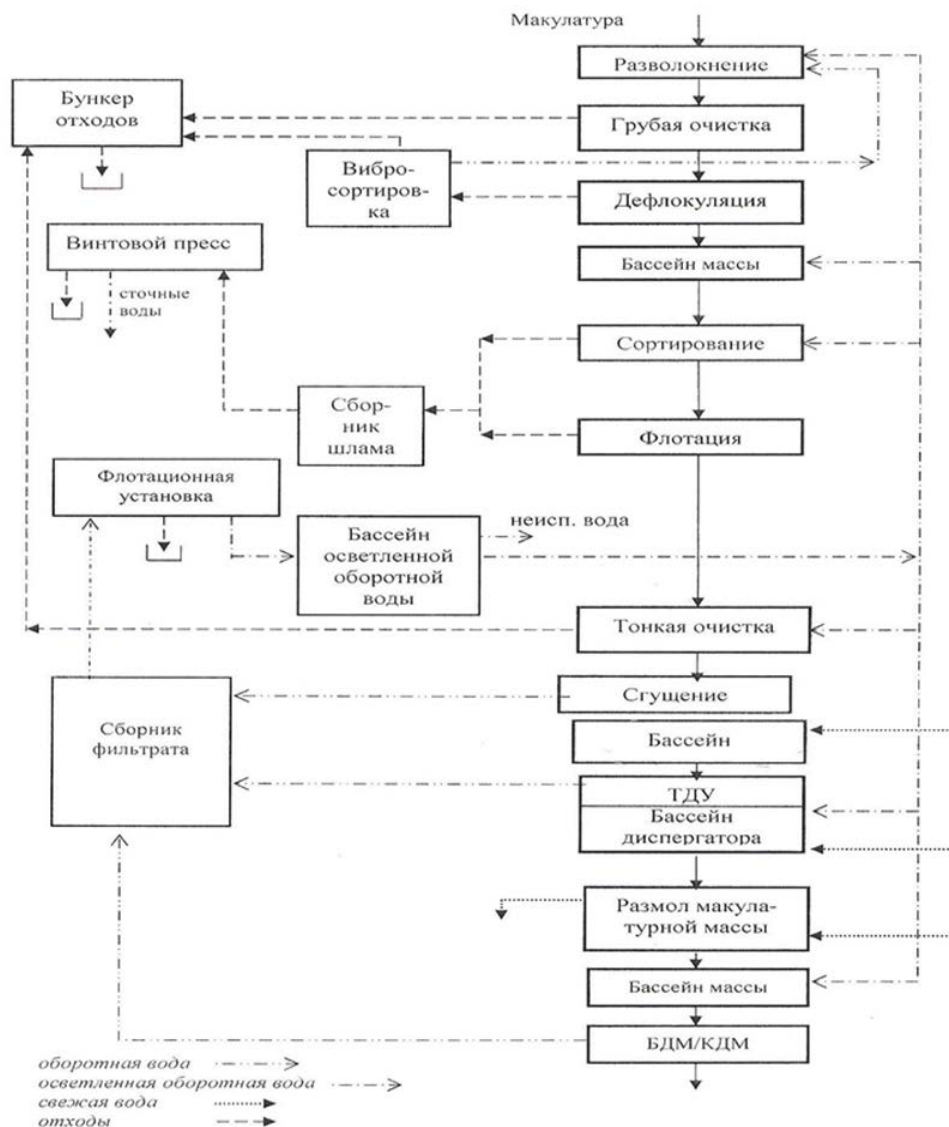


Рис. 2. Принципиальная технологическая схема переработки макулатуры [1]

Таким образом, применение ресурсосберегающих технологий, каковой является переработка макулатуры, кроме положительных моментов имеет и свои технологические особенности, обусловленные состоянием и составом исходного сырья. Прежде всего, это связано с необходимостью организации новых технологических циклов на предприятии с применением химических веществ, а также с образованием отходов процессов переработки макулатуры [6].

Отходы от переработки макулатуры можно разделить условно на две группы: первая группа связана с использованием химикатов, добавляемых

при разволокнении макулатуры, а вторая связана с возникновением механических (накипь) и биологических (смола и слизь) отложений на оборудовании и трубопроводах.

На сегодня актуальны разработанные согласно стратегии развития лесного комплекса РФ до 2030 года прогнозные сценарии развития сегмента производства бумаги и картона.

ТАБЛИЦА 2. Баланс производства и потребления продукции лесного комплекса в инерционном, базовом и стратегическом сценариях

Баланс производства продукции лесного комплекса в инерционном, базовом и стратегическом сценариях							
Производство	Сценарий	2019	2021	2023	2025	2027	2030
Бумага и картон (тыс. т)	И	9150	9574	10018	10482	10968	11739
	Б	9150	9574	10018	10482	10968	11739
	С	9150	9574	10018	10482	10968	11739
Баланс потребления продукции лесного комплекса в инерционном, базовом и стратегическом сценариях							
Потребление	Сценарий	2019	2021	2023	2025	2027	2030
Бумага и картон (тыс. т)	И	7300	7543	7809	8098	8411	8926
	Б	7300	7543	7809	8098	8411	8926
	С	7300	7543	7809	8098	8411	8926

Из таблицы 2 следует, что к 2030 году производство бумаги и картона в России будет увеличиваться на 4,6 процента в год и составит 11739 тыс. т. Потребление бумаги и картона в России будет повышаться на 3,7 процента в год и к 2030 году составит 8926 тыс. т. [7]. При этом применение вторичного волокна, получаемого из макулатуры, в композициях бумаги и картона составит не менее 50 %, что указывает на то, что объёмы и мощности предприятий по переработке макулатуры будут соответственно нарастать.

Таким образом, макулатура является одним из наиболее часто перерабатываемых материалов, на ее долю приходится половина материалов, собираемых для вторичной переработки по объёму. При этом переработка макулатуры имеет ряд эколого-технологических преимуществ в сравнении с традиционными технологиями химической переработки древесины, так как является менее экологически агрессивной, и кроме того, позволяет сокращать расход древесины и сохранять лес.

Малоотходная технология утилизации макулатуры позволяет максимально использовать вторичное волокно и уменьшать количество отходов в сравнении с переработкой исходного сырья – древесины. Технологические затруднения, возникающие при утилизации макулатуры сводятся к тому, что при этом образуются отходы, составляющие 16 % (по сухому веществу), из них 50 % – горючие вещества. В процессе облагораживания

макулатурной массы с удалением печатной краски образуются отходы, которые могут содержать тяжёлые металлы, а также хлорорганические вещества.

Список используемых источников

1. Ковалева О. П., Ермолинский В. Г. Утилизация промышленных отходов : учебное пособие. СПб. : СПбГЛТУ, 2020, 72 с.
2. Манвелова Н. Е., Ковалева О. П., Огай А. И. Анализ эколого-экономических преимуществ реализации малоотходных технологий химической переработки древесины и утилизации макулатуры // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 175–180.
3. Пузырев С. С., Тюрин Е. Т., Волков В. А., Ковалева О. П. Переработка вторичного волокнистого сырья. СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2007. 467 с.
4. Ванчаков М. В., Кулешов А. В., Коновалова Г. Н. Технология и оборудование для переработки макулатуры : учебное пособие. 2-е изд-е, испр. и доп., СПбГТУРП. СПб., 2011. Ч. 1. 99 с.
5. Пузырев С. С., Ковалева О. П. Переработка вторичного волокнистого сырья: настоящее и будущее // Целлюлоза. Бумага. Картон. 2005. № 9. С. 46–47.
6. Ковалева О. П., Крылов В. Н. Отходы переработки макулатуры и их утилизация // Леса России: политика, промышленность, наука, образование : материалы Второй международной научно-технической конференции, Санкт-Петербург, 24–26 мая 2017 года. Том 3. СПб. : Санкт-Петербургский государственный лесотехнический университет им. С. М. Кирова, 2017. С. 214–215.
7. Распоряжение Правительства РФ № 312-р // Стратегия развития лесного комплекса РФ до 2030 года [утверждена распоряжением Правительства РФ от 11 февраля 2021 года]. Москва, 2021. С. 131.

УДК 371.687

ГРНТИ 49.45.01

АНАЛИЗ АДАПТАЦИИ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ

Д. И. Козинцева, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Целью любого кодирования видеoinформации является получение цифровой последовательности, требующей минимальной скорости передачи данных с последующим восстановлением исходного изображения с минимальными искажениями.

В статье представлены обзор существующих стандартов кодирования видеoinформации – MPEG-4, H.264, H.265, H.266 – и сравнение их между собой по адаптации скорости передачи данных и формата. Отмечается, что адаптивность предоставления видеослужб осуществляется либо с более низким временным разрешением и меньшей пространственной детализацией, либо акцент идет на высокое качество восстановления изображения по сравнению со скоростью передачи битовых потоков.

кодирование видеoinформации, MPEG-4, H.264, H.265, H.266, адаптация методов кодирования.

Скорость передачи несжатых цифровых видеосигналов варьируется от 270 Мбит/с (SDTV) до 12 Гбит/с (UHDTV) и, конечно же, без дальнейшего сжатия видеoinформации не обойтись.

В настоящее время существует несколько стандартов кодирования видео: MPEG-4, H.264, H.265, H.266.

Стандарт MPEG-4 – это обширный набор инструментов кодирования видео. Как и предыдущие поколения стандартов семейства MPEG, MPEG-4 имеет систему профилей и уровней. В MPEG-4 может быть несколько объектов, на которые будут определены свои оптимальные профили, поэтому вводится дополнительная градация, являющаяся промежуточным звеном между уровнем и профилем – тип объекта. Данный параметр ориентирован на одиночный объект. Профиль определяет набор типов объектов.

Существуют 5 типов объектов [1]:

- 1) простой – прямоугольный объект с произвольным форматом, используются простые средства кодирования, основанные на I- и P-кадрах;
- 2) простой масштабируемый – прямоугольный объект с пространственным и временным масштабированием;
- 3) базовый – производный от простого, добавляются B-кадры. Чересстрочное развертывание не поддерживается;
- 4) основной – качество выше, чем в базовом, дополнительно поддерживается градационное кодирование формы, чересстрочное развертывание;
- 5) N-битовый – аналогичен базовому, но позволяет квантовать плоскости яркости и цветности с разрядностью от 4 до 12 бит.

Среди профилей стандарта MPEG-4 имеются: простой, базовый и основной. Простой профиль допускает присутствие только объектов простого типа и предназначен в первую очередь для мобильных служб и интернета. Базовый профиль воспринимает типы объектов простой и базовый, полезен для интерактивных приложений. Основной профиль создавался с учетом вещательных служб.

В таблице 1 представлены скорости передачи данных согласно профилям и уровням в стандарт MPEG-4.

ТАБЛИЦА 1. Параметры потока для некоторых профилей MPEG-4 видео

Профили и уровни		Скорость потока	Максимальное число объектов	Формат разложения
Простой профиль	L1	64 кбит/с	4	198
	L2	128 кбит/с	4	792
	L3	384 кбит/с	4	792
Базовый профиль	L1	384 кбит/с	4	594
	L2	2 Мбит/с	16	2376
Основной профиль	L2	2 Мбит/с	16	2376
	L3	15 Мбит/с	32	9720
	L4	38,4 Мбит/с	32	48960

Стандарты кодирования видео H.264/AVC, H.265/HEVC и H.266/VVC были совместно разработаны ISO/IEC MPEG и ITU-T VCEG (группа экспертов по кодированию видео). Основная цель AVC и HEVC заключалась в повышении эффективности кодирования, чтобы иметь дело с постоянно растущим объемом видеоданных из-за увеличения как разрешения видео, так и количества кадров. Недавно был разработан стандарт VVC для новых приложений видео с расширенным динамическим диапазоном (HDR) и видео 360°.

Стандарт H.264 определяет подмножества инструментов кодирования (профили), предназначенных для разных классов приложений. В настоящее время существуют базовый, основной и расширенный профили [2].

Базовый профиль включает кодирование I- и P-кадров, улучшенные средства защиты от ошибок (гибкое упорядочение макроблоков (FMO) и CAVLC. Он не включает B-, SI- или SP-кадры, инструменты чересстрочного кодирования и энтропийное кодирование с арифметическим кодированием (CABAC). Профиль был разработан для приложений с низкой задержкой, а также для приложений, работающих на платформах с низкой вычислительной мощностью и в среде с высокой потерей пакетов. Среди трех профилей он предлагает наименьшую эффективность кодирования.

Основной профиль включает I-, P- и B-кадры, чересстрочное кодирование, CAVLC и CABAC. Он не включает некоторые инструменты устойчивости к ошибкам (например, FMO), разделение данных или SI- и SP-кадры. Он использует общие инструменты, такие как I- и P-кадры, а также CAVLC как с базовым, так и с расширенным профилями. Кроме того, он разделяет B-фрагменты и инструменты чересстрочного кодирования с расширенным профилем. Основной профиль был разработан для обеспечения максимально возможной эффективности кодирования.

Расширенный профиль является расширенным набором базовых профилей. Помимо инструментов базового профиля он включает в себя B-, SP-

и SI-кадры, средства разбиения данных и чересстрочного кодирования. Однако он не включает САВАС. Таким образом, он более сложен, но также обеспечивает лучшую эффективность кодирования. Его предполагаемыми приложениями были потоковое видео.

В H.264 обработка кадров видео путем использования блочного стандарта сжатия видео на основе компенсации движения. Данные блоки называются макроблоками, состоящими из выборок размером 16×16 пикселей, которые могут быть подразделены на блоки преобразования и дополнительно разделены на так называемые блоки предсказания.

Максимальная скорость передачи со сжатием AVC:

- SD – 4–10 Мбит/с;
- HD – 20–50 Мбит/с;
- 4K – 240 Мбит/с.

H.265 новее и совершеннее, чем H.264 по нескольким параметрам и обрабатывает информацию с использованием единиц дерева кодирования (CTU). В то время как макроблоки могут охватывать блоки размером от 4×4 до 16×16 , CTU могут обрабатывать до 64×64 блоков, что приводит к меньшему размеру файла и меньшей пропускной способности, используемой для потокового видео. В дополнение к большим размерам CTU, HEVC также имеет лучшую компенсацию движения и пространственное предсказание, чем AVC. Это означает, что HEVC требует более совершенного оборудования для возможности сжатия данных.

Стандарт HEVC определил три профиля: основной профиль, основной профиль 10 и основной профиль неподвижных изображений [3].

Основной профиль определен следующими ограничениями:

- глубина цвета – 8 бит на цвет;
- цветовая субдискретизация – 4:2:0;
- размер буфера декодера ограничен 6 кадрами максимального размера яркостной компоненты для этого уровня.

Основной профиль 10 – профиль кодирования видео, глубина цвета которого составляет 10 бит.

Основной профиль неподвижных изображений дает возможность кодировать отдельные изображения с учетом определенных ограничений, установленных основным профилем.

Что касается скорости передачи данных, оказалось, что средний у H.264 она составляет 2,3 Мбит/с, в то время как у H.265 – 1,09 Мбит/с, что почти на 53 % меньше. Максимальная же скорость передачи данных в зависимости от уровней стандарта варьируется от 128 кбит/с до 240 Мбит/с.

Стандарт H.266 использует структуру гибридного кодирования на основе блоков, аналогичную более ранним стандартам кодирования видео. Для повышения производительности кодирования в стандарте использу-

ются новые инструменты кодирования с гибким методом разделения блоков. Как и во всех предыдущих стандартах кодирования видео, стандарт H.266 использует внутреннее предсказание для уменьшения пространственной избыточности, межкадровое предсказание для уменьшения временной избыточности, кодирование с преобразованием остатков для дальнейшего уменьшения пространственной статистической избыточности, а также внутреннее предсказание, петлевые фильтры для улучшения качества восстановленного видео [4].

Внутреннее предсказание улучшено за счет увеличения количества направленных углов, чтобы обеспечить точное предсказание с использованием новых форм разделения H.266. Чтобы увеличить количество исходных пикселей в предсказании, были приняты линейная модель и внутриподраздельная модель с использованием новых внутренних инструментов, таких как комбинация предсказания в зависимости от положения, множественная опорная линия, матричное внутреннее предсказание.

Для повышения производительности кодирования за счет сведения к минимуму временной избыточности между последовательными кадрами в стандарте H.266 используется множество инструментов межкадрового предсказания. Недавно принятые инструменты межкадрового прогнозирования обычно можно разделить на две группы. Например, все инструменты взаимного прогнозирования на основе блоков включают прогнозирование вектора движения, слияние с разностью векторов движения, симметричную разность векторов движения, адаптивное разрешение векторов движения и режим геометрического разбиения. Основанные на подблоках методы включают аффинное движение, предсказание вектора движения на основе подблока, уточнение вектора движения на стороне декодера. Благодаря внедрению этих передовых технологий межкадровое предсказание H.266 было значительно улучшено по сравнению с межкадровым предсказанием H.265.

В таблице 2 сравнивается реальная скорость передачи данных для стандартов кодирования H.264, H.265, H.266.

ТАБЛИЦА 2. Скорость передачи данных стандартов кодирования

Формат	Скорость передачи данных, Мбит/с		
	H.264	H.265	H.266
SD	2,8 ... 3	1	Проводятся экспериментальные исследования. Планируется, что скорость потока будет примерно в 2 раза меньше, чем в стандарте H.265
HD	8 ... 12	4	
4K	30	15	

Список используемых источников

1. Koenen R. Profiles and levels in MPEG-4: Approach and overview // Signal Processing: Image Communication. 2000. No. 15. PP. 467–468.
2. Atul Puri, Xuemin Chen b, Ajay Luthra Video coding using the H.264/MPEG-4 AVC compression standard // Signal Processing: Image Communication. 2004. No. 9. PP. 796–798.
3. Vijayalaxmi S.Patil, Dr.Suvarna Nandyal Video Compression Using H.265 (HEVC-Main Profile) // International Journal of Applied Engineering Research ISSN. 2022. No. 4. PP. 432.
4. Kiho Choi A Study on Fast and Low-Complexity Algorithms for Versatile Video Coding // Sensors. 2022. No. 22. PP. 3.

УДК 654.024**ГРНТИ 49.43.29****АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СШП-СИСТЕМ
ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ОБЛАСТИ УПРАВЛЕНИЯ
РОБОТЕХНИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ****С. А. Кокин, О. А. Симонина**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Целью данной статьи является исследование технологии сверхширокополосной радиосвязи и возможности реализации в роботехнических комплексах различного назначения. Проведена оценка рабочих характеристик технологии при использовании согласно требованиям, к системам связи с роботехническими комплексами. Показано, что возможно использование более низких диапазонов для реализации сверхширокополосных систем связи, однако это сопряжено с рядом изменений в конструкции и принципах работы приемо-передающих устройств. При этом частотные диапазоны 900–1900 МГц наиболее интересны для реализации систем специальной связи. Показано, что данная технология имеет большой потенциал применения для организации связи с наземными роботехническими комплексами.

СШП, РТК, требования к системам связи, приемопередающий трак.

Сверхширокополосной связи (СШП) – это технология, основанная на использовании очень узких импульсов порядка наносекунд, охватывающих очень широкую полосу частот. Короткие импульсы повышают надежность работы в присутствии многолучевых эффектов. Низкая спектральная плотность мощности позволяет объединять несколько сигналов, а также перехватывать их. Пример простого приемопередатчика СШП сигнала представлена на рис. 1.

На рис. 1 LNA – это малошумный усилитель радиодиапазона, MF/Corr-фильтр-коррелятор, за которым следует накопитель видеоимпульсов, TX-передатчик, генерирующий короткие электрические импульсы, поступающие в антенну, Basesand – низкочастотное оборудование, RX-приёмник.

СШП технология имеет следующие области применения:

- радиолокационные датчики сигнализационных комплексов;
- системы геолокации;
- датчики уровня, дальномеры и высотомеры;
- системы обнаружения объектов и живых людей за стенами и под строительными конструкциями;
- интеллектуальные системы предотвращения столкновений;
- системы радиозрения;
- медицинские приложения.

Сверхширокополосные технологии имеют большой потенциал, поскольку информационная вместимость СШП значительно больше в сравнении с другими текущими и развивающимися технологиями, что позволяет реализовывать более быстродействующие беспроводные сети с высокой пропускной способностью.

Определим, что такое робототехнический комплекс (РТК) – это совокупность программно-алгоритмических и аппаратных решений, обеспечивающих комплексную автоматизацию выполнения группы поставленных задач. Другими словами, совокупность мобильных роботов и систем управления соответствующих мобильных роботов.

Основной для применения РТК в России является область противодействия чрезвычайным ситуациям, а именно тушение пожаров, разведка, разминирование, оповещение и т. д. в труднодоступных и подвергшихся химическому, бактериологическому, радиационному заражению.

Поскольку требования к РТК при применении в чрезвычайных ситуациях и военного назначения в целом схожи можно обратиться к любым из них для создания общей картины. Из основных требований к беспроводным каналам связи наземных робототехнических комплексов военного назначения [1] можно выделить, что для обеспечения помехозащищенности в аппаратуре должны быть предусмотрены следующие конструктивные и технические меры:

- применение устойчивых к помехам видов модуляции, методов приема сигналов и режимов работы;

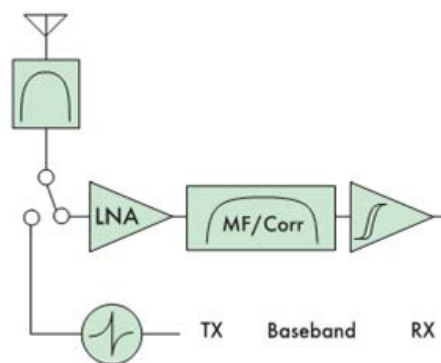


Рис. 1. Структурная схема приемопередатчика СШП сигнала

- применение пространственной, частотной, временной, поляризационной, амплитудной и других видов селекции сигналов;
- автоматизация управления процессом смены частот и кодов;
- применение устройств, обеспечивающих уменьшение отношений мощностей помеха/сигнал в тракте приема;
- комплексирование средств с существенно отличными методами решения функциональных задач (например, радиолокационным, инфракрасным, телевизионным и др.);
- экранирование от помех и применение фильтров, препятствующих распространению помех (в том числе в цепях питания, управления и коммутации радиоприемных устройств).

Применение СШП технологии удовлетворяет большинству перечисленных выше требований, а остальные перекрываются за счет конструктивных особенностей приемопередающего устройства.

Так как для реализации систем специальной связи как правило используют ВЧ и ОВЧ диапазоны частот целесообразно наиболее низко опустить используемую частоту СШП системы. Это также повлечет за собой увеличение дальности передачи сигнала из-за улучшения его проникающей способности. Например, многофункциональный робот МРК-35 имеет заявленную протяженность радиоканала управления 500 м, а гусеничный беспилотный пожарный робот LUF 60 – 300 м. Такие показатели достижимы при снижении рабочих частот СШП системы т.к. и на частотах от 3,1 до 10,6 ГГц она теоретически может устанавливать связь с устройством на расстоянии до нескольких сотен метров при снижении скорости передачи при условии прямой видимости. Теоретический расчет дальности при различных значениях скорости представлен на рис. 2 [2].

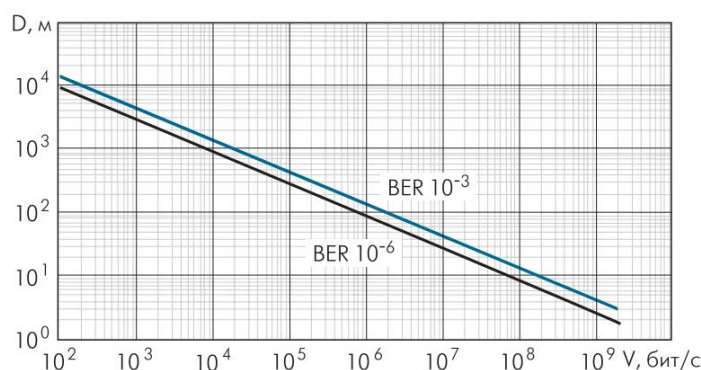


Рис. 2. Зависимость скорости передачи от расстояния для двух значений BER

Технология СШП имеет следующие преимущества – высокая скорость передачи данных, низкое энергопотребление, низкая стоимость, высокая проникающая способность, низкая частота перехвата и совместное использование спектра с другими существующими системами беспроводной связи.

Все это говорит в пользу ее применения для реализации систем специальной связи.

ТАБЛИЦА 1. Ограничения эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) для различных СШП частот

СШП частота, МГц	ЭИИМ, дБм
От 960 до 1610	-75,3
От 1610 до 1990	-53,3
От 1990 до 3100	-51,3
От 3100 до 10600	-41,3
> 10600	-51,3

Как указано в таблице, Федеральная комиссия по связи (ФСС) ограничивает максимальную мощность излучения до $-41,3$ дБм в диапазоне от 3,1 до 10,6 ГГц. Уровень СШП сигнала опущен практически на уровень шума и тем самым не перекрывает другие системы связи, необходимые во время экстренного развертывания при ЧС.

СШП использует частоты в 3 различных диапазонах: Band 0 на 500 МГц, Band 1 на 3,5–4,5 ГГц и Band 2 на 6,5–10 ГГц. Все эти каналы используют различные полосы пропускания в диапазоне от 500 МГц до 1,35 ГГц [3]. Однако основное количество СШП оборудования, за исключением исследовательского оборудования, работает в диапазоне от 3,1 до 10,6 ГГц установленном ФСС как указано на рис. 3.

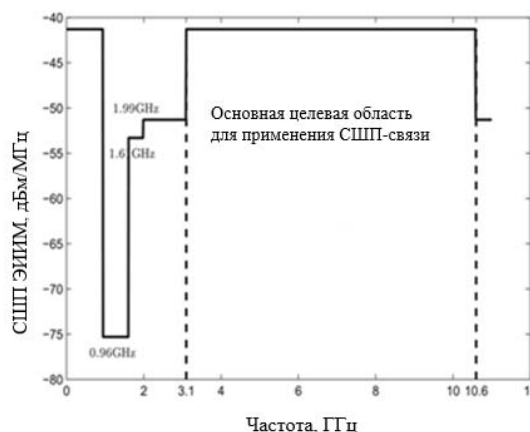


Рис. 3. Пределы ЭИИМ для частот за пределами диапазона 3,1–10,6 ГГц

В связи с этим разработка сверхширокополосных систем связи сопряжена с рядом изменений в конструкции и принципах работы приемопередающих устройств, а именно необходимо разрабатывать приемопередающий тракт, рассчитанный на более низкие частоты и удовлетворяющий требованиям к системам связи с РТК. Пример такого тракта приведен на рис. 4 [4].

Структура сверхширокополосного (СШП) приемопередатчика представлена на рис. 4. Он включает в себя цифровую и аналоговую части. Цифровая часть осуществляет управление приемопередатчиком в целом и реализована на основе микроконтроллера (МК) и ПЛИС. Через нее также

осуществляется связь приемопередатчика с акустическим датчиком (АД, состоит из микроконтроллера, операционного усилителя, АЦП и электретного микрофона) и внешним устройством управления (персональным компьютером – ПК). В аналоговую часть входят передатчик и приемник. Передатчик состоит из генератора хаоса с усилителем (Г+У), а приемник из фильтров нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот, малошумящего усилителя (МШУ), и логарифмического детектора (ЛД). Коммутация между передающим и принимающим каналами осуществляется через специальный радиочастотный ключ (К).

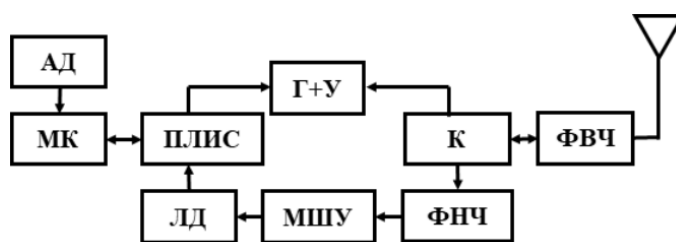


Рис. 4. Приемопередатющий тракт СШП сигнала для диапазона частот 900–1900 МГц

Выводы

В статье было кратко рассмотрена технология СШП радиосвязи и возможность ее реализации в РТК различного назначения. Согласно требованиям, к системам связи с РТК СШП технология связи подходит для реализации систем специальной связи. Однако ее функционирование на более низких диапазонах частот (900–1900 МГц) сопряжено с рядом изменений в конструкции и принципах работы приемо-передающих устройств. Технология СШП имеет большой потенциал для использования в специальных системах связи при чрезвычайных ситуациях ввиду высокой проникающей способности, низкой частоты перехвата и совместного использования спектра с другими существующими системами беспроводной связи.

Список используемых источников

1. Антохин Е. А., Панасенко Н. Н., Чернова А. Д. Основные требования к беспроводным каналам связи наземных роботехнических комплексов военного назначения // Роботехника и техническая кибернетика. 2017. № 8. С. 10–14.
2. Иммореев И., Судаков А. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи. Совместная работа в общей полосе частот // Электроника: технологии, наука, бизнес. 2003. № 2. С. 36–39.
3. Сверхширокополосное тестирование. Практическое введение в Сверхширокополосные измерения. LitePoint 2020. 37 с.
4. Дмитриев А. С., Ициков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И. Сверхширокополосные приемопередатчики метрового и дециметрового диапазона на основе хаотических радиоимпульсов // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : материалы всерос. откр. науч. конф. Муром, 2022. С. 372–378.

УДК 534.864
ГРНТИ 29.37.35

ОБЗОР АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА СПОРТИВНЫХ СООРУЖЕНИЯХ (ЛЕДОВЫХ АРЕНАХ)

Д. А. Количенко¹, С. В. Перелыгин^{2,3}

¹ ООО «Хоккейный клуб СКА»

² Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения

³ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассмотрены три вида ледовых арен, представлены их иллюстрации. Показаны различные решения в звуковом оформлении ледовых арен в зависимости от их функционального назначения. Приведены примеры акустических систем, установленных на площадках. Освещены проблемы звукофикации ледовых арен и возможные способы их решения, сделаны выводы о необходимости их исследования и устранения.

акустическая система, спортивные сооружения, акустика, ледовая арена, громкоговоритель, усилитель.

Введение

Абсолютно любое современное сооружение не обходится без акустического оформления, будь это торговый центр, университет или спортивный комплекс. Разберём существующие звукотехнические системы на примере нескольких ледовых арен.

Ледовые арены подразделяются на три группы: тренировочная, игровая и универсальная, для каждой необходимо учитывать потребности акустического оформления и возможности самой площадки.

Тренировочные ледовые арены

На них проводятся тренировки хоккеистов и фигуристов, а также массовые катания. Задачи звукотехнического оснащения таких арен:

- звуковое сопровождение для тренировок фигуристов (выступления фигуристов проходят с музыкой);
- музыка для массового катания в целях развлечения отдыхающих (проверено опытом работы одного из авторов статьи на ледовой арене).

Пример такой арены – Ледовый спортивный комплекс «Лыткарино» (рис. 1, см. ниже), акустическую систему для которой установила Российская компания Unvis Pro [1]. На арене используются всепогодные двухполосные громкоговорители Compact M 06 [2] с частотным диапазоном

60 Гц ÷ 20 кГц, мощностью 100 Вт и сопротивлением 8 Ом (18 шт.), расположенные на металлоконструкциях под потолком, по 3 на каждой из 6 металлических балок. Поскольку специалистов, отвечающих за звук, в спортивном комплексе нет, компания поставила цифровой процессор DAD DSX26 [3] – довольно типичное решение для таких площадок.

Игровые ледовые арены

Используются для проведения матчей Континентальной хоккейной лиги (КХЛ), высшей хоккейной лиги (ВХЛ), Молодежной хоккейной лиги (МХЛ), а также мировых соревнований по хоккею и фигурному катанию. Такие ледовые арены полностью подчиняются регламенту проведения соревнований, установленному Министерством спорта России, в том числе и в части установки акустических систем.

Задачи звукотехнического оснащения игровых арен:

- озвучивание трибун во время матчей и предматчевых мероприятий;
- музыкальное сопровождение для фигуристов;
- возможность звукоусиления речи судей;
- наличие специальной площадки с оборудованием для ди-джея, отвечающего за музыкальное сопровождение игры.

Под данный тип полностью подходит главная арена Ледового комплекса «Хоккейный город СКА» (рис. 2), на котором проводятся соревновательные игры хоккейных клубов «СКА-Нева» и «СКА-1946», выступающих в ВХЛ и МХЛ соответственно [4].



Рис. 1. Тренировочная ледовая арена [5]



Рис. 2. Игровая ледовая арена, Хоккейный город СКА [4]

Оборудование арены Ледового комплекса «Хоккейный город СКА»:

- громкоговорители Omnitronic Pas 215 Pro с частотным диапазоном 50 Гц ÷ 20 кГц, программной мощностью 800 Вт, чувствительностью 99 дБ и сопротивлением 8 Ом (24 шт.);
- усилители Omnitronic Sma1500 (8 шт.);

- цифровой микшерный пульт Midas M32 R Live на 40 каналов [6];
- CD-проигрыватели для ди-джея Pioneer CDJ-1000 (2 шт.) [7];
- четырёхканальный микшер для ди-джея Pioneer DJM-800 [8];
- микрофон Shure SM58SE (2 шт.) [9].

Данное оборудование используется для озвучивания трибун и ледовой площадки. Расположение громкоговорителей образует конфигурацию 2×8 в направлении трибун, и 8 штук в направлении стены и VIP-лож для руководства хоккейного клуба. Все они подвешены на металлоконструкции, находящейся под потолком. Также установлено дополнительное оборудование для VIP-лож:

- усилители Electro-Voice PA2400T (2 шт.) [10];
- громкоговорители Electro-Voice EVC-1152-95 (6 шт.).

Громкоговорители размещены по бокам VIP-лож, дополнительно воспроизводя сигнал, выводящийся на мастер-канал.

Даниил Количенко (соавтор статьи), имеющий опыт работы на данной ледовой арене, считает необходимым отметить следующее замечание по её звукотехническому оснащению: не понятна целесообразность использования громкоговорителей, направленных в сторону VIP-лож, т. к. в них уже установлены небольшие спикеры, а направленные в стену громкоговорители Omnitronic создают лишний шум из-за реверберации.

В целом, при проектировании акустических систем на ледовых аренах инженеры сталкиваются с главной *проблемой* сооружений такого типа: очень много отражающих элементов: стены, лёд, потолок, трибуны. В «Хоккейном городе» для этого использовали акустические матрасы и разместили их под потолком, что всё ещё не решило проблему шума в помещении.

Универсальные ледовые арены

Это промежуточный вариант между игровыми и тренировочными аренами. На данном типе арены не могут проводиться игры профессиональной хоккейной лиги, а только любительской или юношеской. Это связано с тем, что стандартный размер хоккейного поля – 56×26 м. На арене присутствуют небольшие трибуны, примерно на 50÷100 зрителей.

Рассмотрим пример такой арены – Ледовый дворец «Победа» в городе Новотроицк Оренбургской области [11] (рис. 3). Установкой и подбором оборудования также занималась компания Unvis Pro, эксклюзивно рассказавшая авторам статьи про свои проекты [12].

Оборудование Ледового дворца «Победа»:

- громкоговорители Compact 88TWH – двухполосная пассивная всепогодная акустическая система с частотным диапазоном 60 Гц ÷ 19 кГц, мощностью 160 Вт, сопротивлением 8 Ом и чувствительностью 112 дБ (48 шт.);
- усилители DAD SP6 с выходной мощностью 2×850 Ватт на сопротивлении 8 Ом (3 шт.);

- цифровой процессор DAD DSX26 для распределения и обработки звукового сигнала.

В данном случае есть возможность посмотреть схему расположения данных динамиков на сайте компании-установщика (рис. 4).



Рис. 3. Универсальная ледовая арена [12]

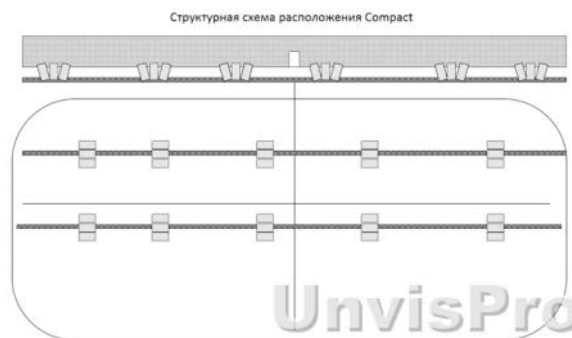


Рис. 4. Схема расположения громкоговорителей Compact [13]

Заключение

В статье рассмотрены три основных типа ледовых арен, отличающиеся по своему назначению, что ставит отличные друг от друга задачи в озвучивании их помещений. При создании проекта звукотехнического оснащения ледовых арен необходимо учитывать её назначение, требования регламента и, конечно, бюджет заказчика, который он готов выделить на проект. Основные проблемы звукофикации ледовых арен связаны с акустикой помещений (прежде всего, с большим временем реверберации из-за многократных отражений звука от ледовой площадки), а также с отсутствием необходимых звукопоглощающих материалов и некорректной установкой электроакустического оборудования. Устранение данных проблем является актуальной задачей для специалистов в области акустики и будет решаться в ближайшем будущем.

Список используемых источников

1. Unvispro, Ледовая арена «Лыткарино». URL: <https://www.unvispro.ru/installations/zvuk-dlya-ledovoy-areny.html> (дата обращения 28.02.2023).
2. Compact M 06, RCF. URL: <https://www.rcf.it/en/products/product-detail/compact-m-06> (дата обращения 28.02.2023).
3. DAD DSX26, UnvisPro. URL: <https://www.unvispro.ru/manual/dsx26-ru.pdf> (дата обращения 28.02.2023).
4. Хоккейный город СКА, Главная арена. URL: <https://city.ska.ru/sport-areas/indoor-main-arena/> (дата обращения 28.02.2023).
5. Winter&Ice. URL: <https://winterice-sbory.ru/page3013250.html#rec94459005> (дата обращения 28.02.2023).
6. Midas M32 R Live, Midas Consoles. URL: <https://www.midasconsoles.com/product.html?modelCode=P0C7S> (дата обращения 28.02.2023).

7. Pioneer CDj 1000, Pioneer. URL: <https://www.pioneerdj.com/ru-ru/product/player/archive/cdj-1000/black/overview/> (дата обращения 28.02.2023).
8. Pioneer DJM-800, Pioneer. URL: <https://www.pioneerdj.com/ru-ru/product/mixer/archive/djm-800/black/overview/> (дата обращения 28.02.2023).
9. Shure SM58SE, MusicStore. URL: https://www.musicstore.com/ru_RU/RUB/Shure-SM-58-SE-with-Switch-dynamic-Microphone/art-PAH0000164-000 (дата обращения 28.02.2023).
10. Electro-Voice PA2400T, Electro-Voice. URL: <https://products.electrovoice.com/emea/en/pa2400t> (дата обращения 28.02.2023).
11. Издание «Порт Амур». URL: <https://portamur.ru/news/detail/na-stroitelstvo-ledovoy-areny-i-v-blagoveschenske-ushlo-neskolko-soten-millionov/> (дата обращения 28.02.2023).
12. Unvispro, Ледовая арена Новотроицк. URL: <https://www.unvispro.ru/installations/ledovyy-dvoretz-novotroitsk.html> (дата обращения 28.02.2023).
13. Оснащение Ледовой Арены, UnvisPro. URL: <https://www.unvispro.ru/procat/cat-fivefourprocat32156472.html> (дата обращения 28.02.2023).

УДК 537.533

ГРНТИ 47.29.29, 47.09.48

ОЦЕНКА ЧИСЛА ЭМИССИОННЫХ ЦЕНТРОВ НА ПОВЕРХНОСТИ НАНОКОМПОЗИТНОГО ПОЛЕВОГО КАТОДА

А. Г. Колосько^{1,2}, Е. О. Попов²
С. В. Филиппов², С. В. Чуркин¹

¹ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

² Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук

Разработан метод обработки картин свечения, которые регистрируются с помощью компьютеризированного полевого проектора в составе комплексной установки по изучению свойств и оптимизации полевых катодов. Предложенная обработка картин свечения основана на применении функций IMAQ в платформе графического программирования LabVIEW. Метод продемонстрирован на примере обработки данных эксперимента с полевым катодом, созданным на основе углеродных нанотрубок. Новый подход к фильтрации и распознаванию изображения эмиссионных центров позволяет увеличить точность их обнаружения.

полевая эмиссия, углеродные нанотрубки, полевой катод большой площади, LabVIEW, коэффициент усиления поля, площадь эмиссии.

В 1897 году Роберт Вуд открыл явление испускания электронов проводящими твёрдыми и жидкими телами под воздействием внешнего электрического поля. При исследовании вакуумного разряда Вуд заметил в сильном электрическом поле испускание электронов, наблюдая свечение стекла под их воздействием, и описал это явление [1]. Впоследствии это явление назвали полевой эмиссией. Полевая эмиссия происходит без затрат энергии на возбуждение электронов, которое необходимо для электронной эмиссии иных видов, однако для её возникновения требуется очень сильное электрическое поле напряжённостью до 10^7 В/см, что соответствует внешнему напряжению ~ 100 кВ, приложенному к плоским электродам на расстоянии 100 мкм друг от друга. Если придать катоду форму тонкого острия с радиусом вершины в десятые или сотые доли микрона, то можно уменьшить требуемое напряжение, поэтому полевые катоды создают в форме игл, в частности в виде массива из углеродных нанотрубок (УНТ), расположенных на проводящей подложке [2].

Важный этап в исследовании полевой эмиссии связан с изобретением в 1936 г. Э. Мюллером автоэмиссионного микроскопа-проектора. Принцип полевой эмиссионной микроскопии состоит в том, что если на пути электронного потока, эмитированного с тонкого острия (катод), на макроскопическом расстоянии порядка нескольких см поставить флуоресцирующий экран (анод), то на нём электронные лучи отобразят проекцию вершины острия с увеличением, достаточным для наблюдения отдельных атомов [1]. Именно так в 1950 г. было получено первое детальное изображение молекулы.

Подобный принцип визуализации эмиссионной поверхности катода применяется в технологии IMLS при исследовании полевых катодов большой площади (LAFE), которые состоят из множества микроскопических острий [3]. Особенность этой технологии заключается в применении компьютерной оцифровки и анализе изображений на флуоресцирующем экране (т. н. *картин свечения*). Помимо использования флуоресцирующего экрана для получения изображения поверхности катода можно использовать растровый электронный микроскоп (SEM) [4]. Так же для обнаружения эмиссионных центров может использоваться технология, основанная на сканировании эмиттера анодом в форме иглы (SAFEM) [5].

Информация о расположении и эмиссионной активности отдельных микроскопических источников электронов на поверхности полевого катода называется *эмиссионным профилем катода*. Получение эмиссионного профиля является необходимым элементом для моделирования свойств и предсказания поведения реальных LAFE. Эмиссионный профиль также применяется в технологической оптимизации структуры LAFE, в том числе при обработке поверхности катода высоковольтным разрядом [3].

В данной статье будет представлена методика обнаружения эмиссионных центров с использованием программного обеспечения LabView. Методика была применена к результатам полевого эмиссионного эксперимента с нанокompозитным полевым катодом из УНТ.

Рассмотрим методику проведения эксперимента.

Для получения экспериментальных данных был использован стенд изучения свойств многоострийных полевых эмиттеров, собранный в физико-техническом институте им. А. Ф. Иоффе РАН [2]. Методика измерения включает в себя: регистрацию ВАХ в режиме быстрого сканирования высоким напряжением, обработку получаемых ВАХ в режиме реального времени на основании закона Фаулера-Нордгейма, регистрацию картин свечения на флуоресцентном экране, обработку картин свечения в режиме реального времени с получением эмиссионного профиля катода. Эксперимент управляется с использованием специальной программы, написанной на языке графического программирования LabView. Программа позволяет наблюдать за ходом эксперимента, производить синхронную обработку ВАХ и картин свечения в режиме реального времени с получением микроскопических характеристик эмиттера, а также записывать сигналы с возможностью их последующей обработки в режиме эмуляции эксперимента.

Предложенная методика обработки картин свечения с обнаружением эмиссионных центров использует средства для работы с изображениями программного пакета LabVIEW, а именно функции модуля IMAQ. Рассмотрим влияние этих функций на изображения отдельных эмиссионных центров в порядке их применения.

1. IMAQ Cast Image – преобразует изображение в изображение выбранного типа. Например, из цветного в черно-белый (рис. 1а).

2. Функция IMAQ Equalize – используя яркость пикселя и с помощью заданных интервалов позволяет линейаризовать изображение (рис. 1б).

3. IMAQ LowPass – размывает границы пятен (рис. 1в).

4. IMAQ Threshold – производит бинаризацию исходного изображения, исходя из заданных значений минимального и/или максимального порогов, после чего значение каждого пикселя становится либо 0 ('фон') либо 1 ('объект') (рис. 1г).

5. IMAQ Find Circles – позволяет найти окружности на изображении (рис. 1д). В качестве входных параметров можно задать минимальный и максимальный радиусы искомых окружностей.

6. IMAQ Count Objects – подсчитывает количество объектов на изображении (рис. 1е).

В качестве исходного изображения для апробации разработанной методики была взята картина свечения, которая была зарегистрирована

во время эксперимента с нанокompозитным полевым катодом из УНТ (нанотрубки марки Tuball, производство фирмы OCSiAl, г. Новосибирск), расположенными в полимерной матрице полистирола.

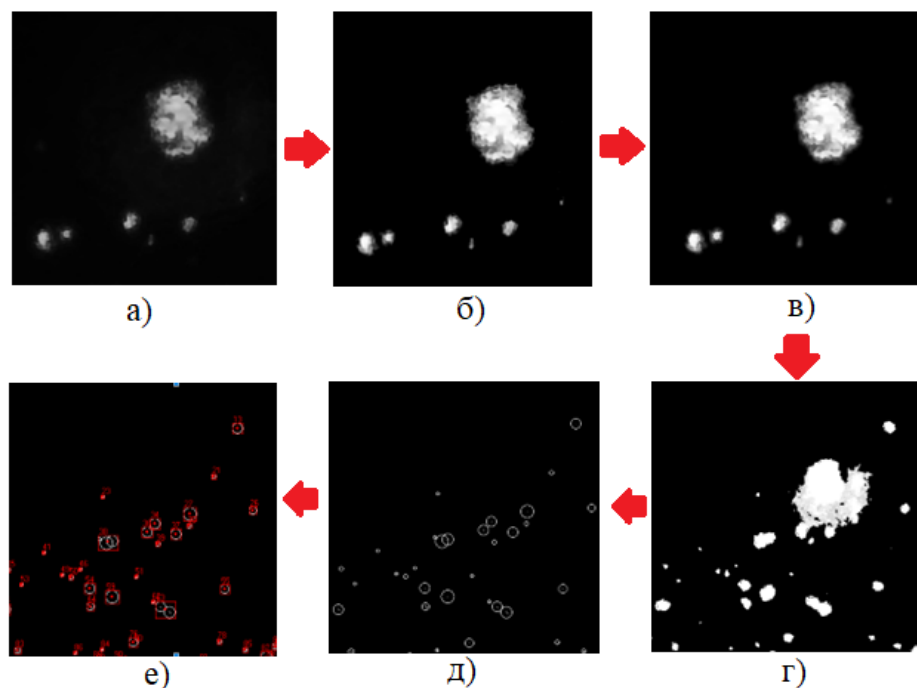


Рис. 1. Функции IMAQ: а) IMAQ Cast Image, б) IMAQ Equalize, в) IMAQ Low Pass, г) IMAQ Threshold, д) IMAQ Find Circle, е) IMAQ Count Objects

Картина свечения представлена на рис. 2а. Применение описанных выше функций IMAQ даёт диаграмму расположения найденных эмиссионных центров с указанием их номеров (рис. 2б). Общее число найденных центров эмиссии составило 420.

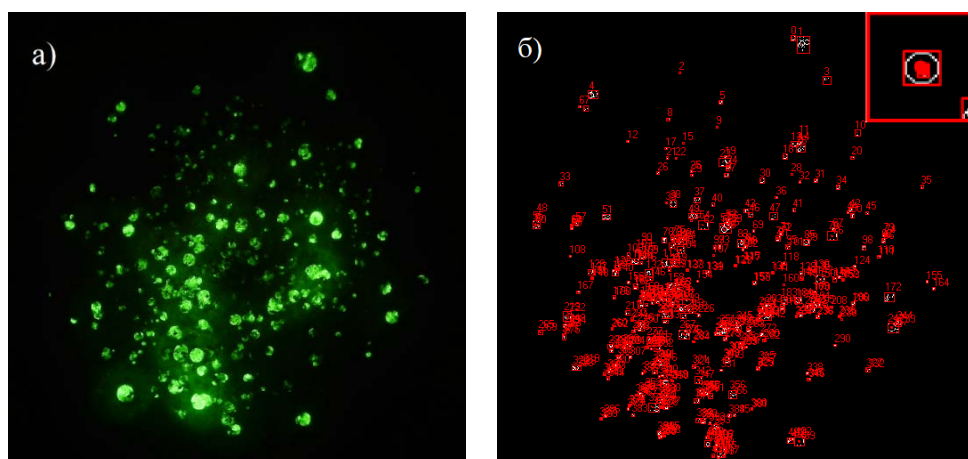


Рис. 2. Обработка картины свечения нанокompозита на основе нанотрубок с нахождением эмиссионных центров: а) исходная картина, б) подсчёт центров после применения операций IMAQ. На вставке: аномалия вида один эмиссионный центр в другом

Отметим, что применение представленной выше методики приводит к возникновению на диаграмме эмиссионных центров некоторых аномалий. Например, внутри одного эмиссионного центра операция IMAQ Count Objects может зарегистрировать ещё один эмиссионный центр (см. вставку на рис. 2б).

Для устранения этой аномалии был разработан фильтр, который находит на диаграмме подобные аномалии и устраняет их. После применения этого фильтра количество эмиссионных центров уменьшилось с 420 до 274. Программный код фильтра представлен на рис. 3.

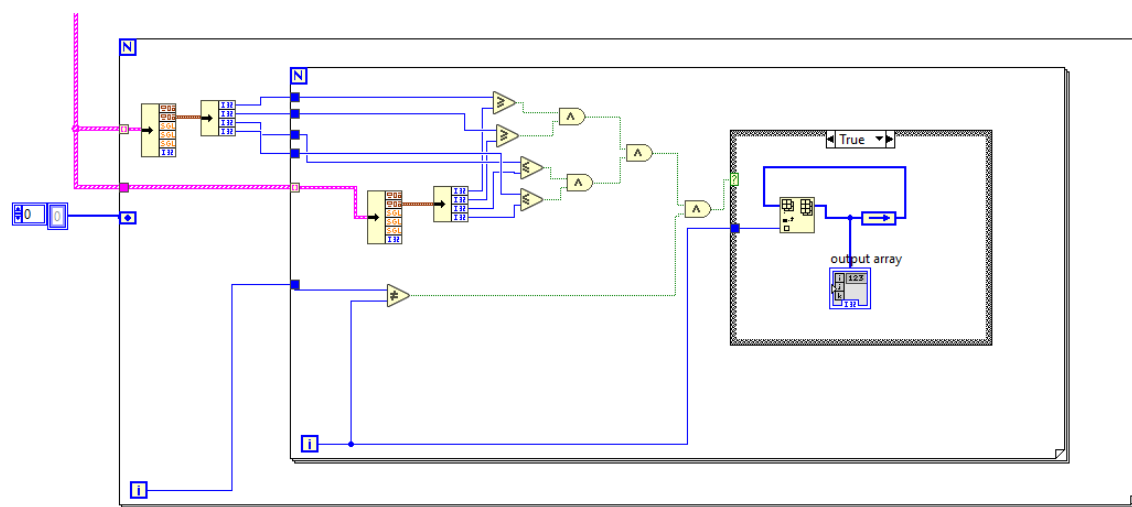


Рис. 3. Код фильтра, который обнаруживает и устраняет аномалии вложенности эмиссионных центров друг в друга

Разработанный метод может быть применён в процедуре поиска и накопления эмиссионных центров, которая применяется для устранения влияния адсорбционных флуктуаций и построения эмиссионного профиля LAFE.

Список используемых источников

1. Фурсей Г. Н. Автоэлектронная эмиссия // Соросовский образовательный журнал. 2000. Том 6. № 11. С. 96–103.
2. Попов Е. О., Колоско А. Г., Филиппов С. В., Романов П. А., Федичкин И. Л. Масс-спектрометрическая комплексная методика исследования полевых и термических свойств наноконпозиционных материалов // Наноматериалы и наноструктуры – XXI век. 2016. № 1. С. 14–26.
3. Filippov S. V., Carapezzi S., Popov E. O., Kolosko A. G. Spatial point pattern analysis of the local current distribution on the surface of multi-tip field emitters // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series. 2018. 1124. P. 081040-1 – 6.
4. Rughoobur G., Ilori O. O., Akinwande A. I. Scanning anode field emission microscopy of a single Si emitter // JVST B. 2022. №40. 042803-1 – 8.
5. Nilsson L., Groening O., Groening P., Kuettel O., Schlapbach L. Characterization of thin film electron emitters by scanning anode field emission microscopy // JAP. 2001. No. 90. PP. 768–780.

УДК 504.3.054 (470.23-25)
ГРНТИ 87.17.91

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЗАГРЯЗНЕНИЯ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА ПО ДАННЫМ СТАЦИОНАРНЫХ ПОСТОВ И ИНТЕРНЕТ-ИСТОЧНИКОВ НА ПРИМЕРЕ ЦЕНТРАЛЬНОГО РАЙОНА САНКТ-ПЕТЕРБУРГА

А. В. Коноплёва, В. И. Стурман

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проведены исследования загрязнения атмосферного воздуха в центральном районе по данным стационарного поста и интернет-источников. Выполнен сравнительный анализ показателей качества атмосферного воздуха. Выявлены зависимости между концентрациями загрязняющих веществ и метеорологическими условиями. Определены средние концентрации для рабочих и выходных дней. Построены карты средних значений КИЗА для разных интернет-источников.

атмосферное загрязнение, метеорологические характеристики, мониторинг.

Атмосферный воздух является компонентом окружающей среды, наиболее сильно влияющим на здоровье. С этим связана необходимость проводить мониторинг атмосферного воздуха так, чтобы это позволяло оценивать степень его загрязнения. Современной мировой тенденцией в области мониторинга атмосферного воздуха является расширение использования дистанционных методов сбора исходной информации и телекоммуникационных технологий её обработки [1].

Объектом данного исследования является воздушный бассейн Центрального района Санкт-Петербурга, расположенного в восточной части исторического центра города, на левом берегу Невы. Территория района составляет 17,12 км², а население – на 2021 года около 204 тыс. человек. Плотность населения самая высокая в городе. Центральный район считается туристическим, в нём сосредоточено множество памятников истории и архитектуры, многочисленны музеи и театры. Жилищный фонд района на 93 % представлен зданиями дореволюционной постройки [7].

В пределах района сеть мониторинга представлена автоматической станцией на ул. Шпалерная, д. 56 (ПНЗ № 07), принадлежащей Комитету по природопользованию, охране окружающей среды и обеспечению экологической безопасности Санкт-Петербург [2]. Результаты представлены в виде графиков концентрации различных веществ. Данный мониторинг

по этой станции доступны на Экологическом портале Санкт-Петербурга [2], но обновляются только один раз в сутки. Проанализировать, как в режиме реального времени меняется концентрация веществ в течение дня, позволяют данные дистанционных средств мониторинга воздушной среды, и, в частности, специализированные сайты BreezoMeter [3] и Ventusky [4].

Сайт израильской компании BreezoMeter предоставляет информацию о качестве атмосферного воздуха в режиме реального времени с пространственным разрешением 5 метров. На сайте можно получить данные о содержании и концентрации в воздухе загрязняющих веществ в любой точке: взвешенные частицы диаметром менее 10 мкм (PM_{10}) и 2,5 мкм ($PM_{2,5}$), диоксид серы (SO_2), диоксид азота (NO_2) и оксид углерода (CO) [3].

Другим дистанционным средством мониторинга является сайт Ventusky, разработанный чешской компанией. Пространственное разрешение сайта может достигать до нескольких километров, что не позволяет обеспечить высокий уровень детализации при увеличении исследуемой области. С сайта Ventusky можно получить данные о содержании и концентрации в воздухе загрязняющих веществ: взвешенные частицы диаметром менее 10 мкм (PM_{10}) и 2,5 мкм ($PM_{2,5}$), диоксид серы (SO_2), диоксид азота (NO_2) и оксид углерода (CO) [4].

В пределах Центрального района было выбрано 20 точек, равномерно распределенных по его территории, на магистральных улицах и внутри кварталов. Для сопоставления данных из разных источников точка № 1 совмещена с ПНЗ-7. С 29 сентября по 6 ноября 2022 годы 2 раза в день (в 8–9 часов и в 15–16 часов) собирались данные о содержании концентраций взвешенных частиц ($PM_{2,5}$ и PM_{10}), оксидов азота, серы, углерода. Также ежедневно с сайта gr5.ru [5] фиксировались метеорологические характеристики: давление, температура, направление и скорость ветра, влажность и осадки.

В результате расчета коэффициента корреляции между концентрациями загрязняющих веществ и метеорологическими условиями было выявлено, что метеорологические параметры оказывали незначительное воздействие на уровень загрязнения атмосферного воздуха в период исследования. Связь между показателями слабая, наблюдается как прямая, так и обратная зависимость: прямая слабая зависимость от давления, которая отражает накопление загрязняющих веществ при антициклональных условиях, и относительной влажности воздуха, а обратная слабая зависимость от температуры и осадков, которые учувствуют в процессах самоочищения. Скорость ветра, которая отражает интенсивность перемешивания воздуха в атмосфере, имеет обратную умеренную зависимость от концентрации загрязняющих веществ. По розе ветров было установлено, что в период исследования преобладало юго-западное направление ветра.

По гигиеническим нормативам ПДКсс из СанПиН 1.2.3685-21 [6] были зафиксированы по данным сайта BreezoMeter одноразовые превышения по взвешенным веществам (PM_{2,5} и PM₁₀), а также по диоксиду азота (NO₂). Также по данным ПНЗ наблюдались одноразовые превышения по взвешенным веществам (PM₁₀). Максимальные концентрации загрязняющих веществ по данным дистанционных средств мониторинга приведены в таблице 1. В среднем по данным из сайта BreezoMeter максимальные концентрации веществ в 1,3 раза выше, чем с сайта Ventusky и в 2,4 раза выше, чем с ПНЗ. Максимальные концентрации SO₂ у двух интернет-источников совпадают.

ТАБЛИЦА 1. Максимальные концентрации загрязняющих веществ

Интернет-источник	Максимальная концентрация веществ, мг/м ³				
	PM _{2,5}	PM ₁₀	CO	NO ₂	SO ₂
BreezoMeter	0,035	0,065	0,891	0,115	0,023
Ventusky	0,028	0,038	1,557	0,058	0,023
ПНЗ	–	0,1	0,22	0,045	–

Была определена средняя концентрация для рабочих и выходных дней по данным средствам мониторинга. По данным таблицы 2 было отмечено небольшое снижение концентраций загрязняющих веществ в выходные дни: по данным BreezoMeter – в 1,1 раза, Ventusky – 1,4 раза, ПНЗ – в 0,77 раза.

ТАБЛИЦА 2. Средние концентрации для рабочих и выходных дней

Период времени	Средние концентрации веществ, мг/м ³														
	PM _{2,5}			PM ₁₀			SO ₂			NO ₂			CO		
	В	V	Э	В	V	Э	В	V	Э	В	V	Э	В	V	Э
Рабочие дни	0,021	0,007	–	0,032	0,011	0,048	0,008	0,008	–	0,07	0,027	0,033	0,312	0,352	0,079
Выходные дни	0,019	0,006	–	0,031	0,01	0,036	0,006	0,004	–	0,069	0,02	0,03	0,267	0,243	0,055

Примечание: В – BreezoMeter; V – Ventusky; Э – ПНЗ-7.

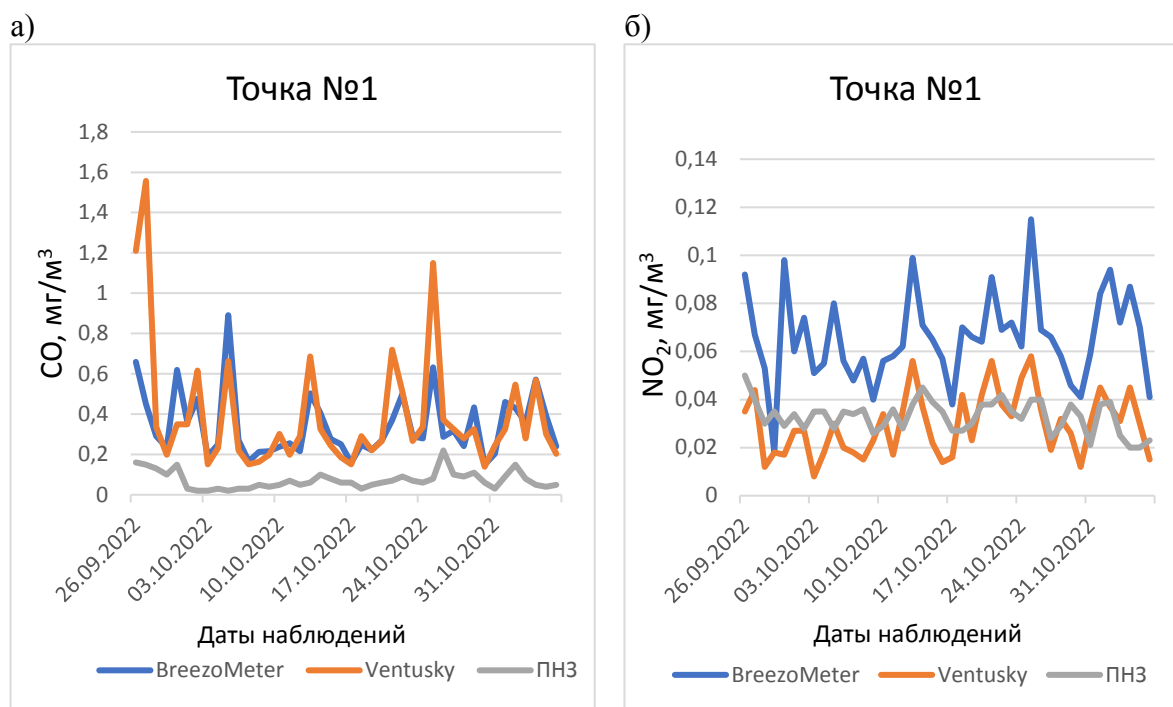
Между данными наземных и дистанционных средств мониторинга по концентрации диоксида азота (NO₂) и оксида углерода (CO) был прове-

ден корреляционный анализ (табл. 3). В результате наблюдается прямая слабая зависимость между ПНЗ и BreezoMeter, а также прямая умеренная зависимость между ПНЗ и Ventusky.

ТАБЛИЦА 3. Коэффициент корреляции между источниками данных

Источники	Вещества	
	NO ₂	CO
ПНЗ и BreezoMeter	0,24	0,3
ПНЗ и Ventusky	0,25	0,39

Были построены графики изменения концентраций NO₂ и CO по данным ПНЗ, BreezoMeter и Ventusky (рис. 1а и рис. 1б), по которым видно, что пики концентраций веществ стационарных и дистанционных постов наблюдения частично совпадают.

Рис. 1. Динамика концентраций в 1 точке: а) CO; б) NO₂

Для оценки качества атмосферного воздуха в разных точках района был рассчитан комплексный индекс загрязнения атмосферы (КИЗА). В результате было установлено, что КИЗА во всем районе не превышает 5, что соответствует низкому уровню загрязнения.

По результатам мониторинга были построены карты изолиний значений КИЗА за период наблюдения по данным BreezoMeter (рис. 2а) и Ventusky (рис. 2б), которые показывают пространственное распределение загрязняющих веществ на исследуемой территории.

По данным сайта BreezeMeter наблюдается снижение уровня загрязнения с севера-востока по юго-запад так, как за период исследования преобладающие ветра были юго-восточные. Максимальные значения КИЗА наблюдаются в точках 12 (КИЗА 2,3) и 17 (КИЗА 2,7). Это быть может связано с тем, что в районе Чернышевской находится очень много точек общепита, часто наблюдаются потоки пешеходов и транспортные заторы. Пространственное распределение показателя КИЗА так же связано с наличием автомагистралей с интенсивным движением в центре города. В ближайшие два года в районе Чернышевской, возможно, произойдет снижение концентраций загрязняющих веществ в атмосферном воздухе, в связи с закрытием станции метро Чернышевская на ремонтные работы до 2024 года.

По карте средних значений КИЗА Ventusky видно, что минимальное осредненное значение отмечается в 3 точке и составляет 0,68, что также обозначает низкий уровень загрязнения атмосферы. На их пространственное распределение показателей КИЗА в большей степени оказывает влияние автотранспорт и предприятия общепита.

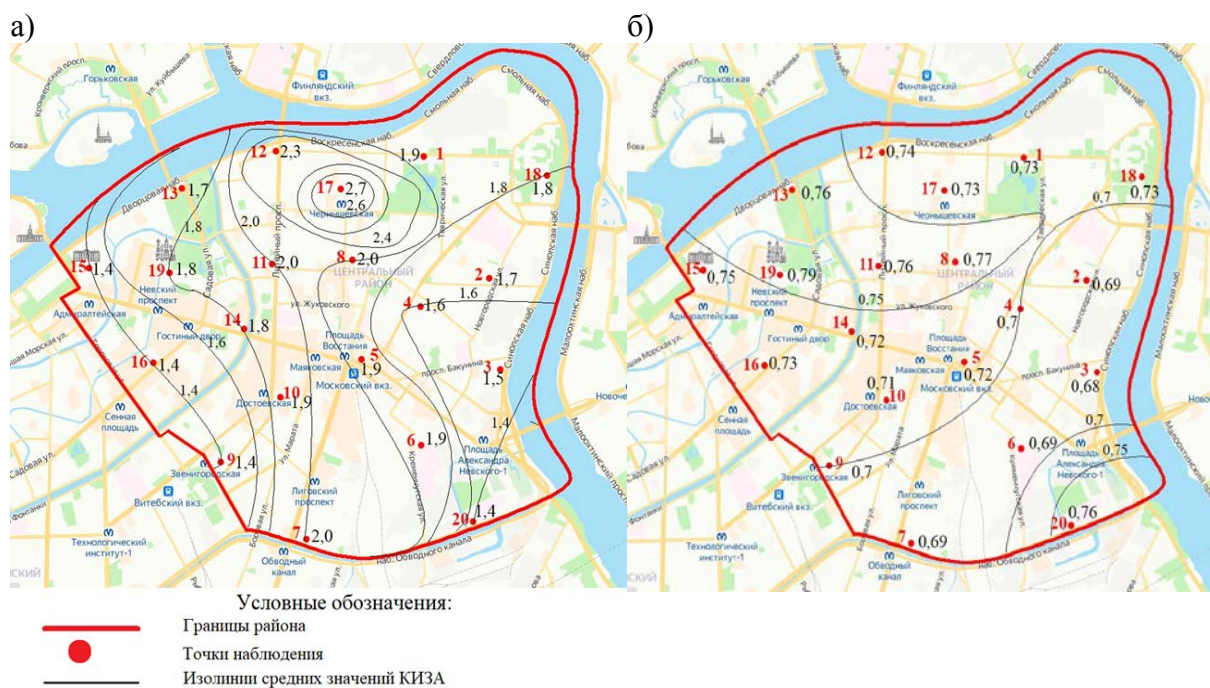


Рис. 2. Карта средних значений КИЗА по данным сайта: а) BreezeMeter; б) Ventusky

Таким образом, при анализе графиков динамики загрязняющих веществ из разных интернет-источников были выяснены, что в одни и те же даты, пики совпадают по разным веществам, хоть и в разной степени. Наибольшие концентрации загрязняющих веществ наблюдаются вблизи автомагистралей и предприятий общепита. Применение интернет-источников для мониторинга атмосферного воздуха является эффективным способом,

который позволяет оценить степень загрязнения атмосферного воздуха в любой точке мира.

Список используемых источников

1. Стурман В. И. Геоэкология: учебное пособие. СПб. : Лань, 2016. 228 с.
2. Экологический портал Санкт-Петербурга. URL: <http://kpoos.gov.spb.ru/> (дата обращения 29.09.2022).
3. BreezoMeter. URL: <https://breezometer.com/air-quality-map/> (дата обращения 29.09.2022).
4. Ventusky. URL: <https://www.ventusky.com/> (дата обращения 14.05.2022).
5. Интернет-сервис Погода в Санкт-Петербурге. URL: [https://rp5.ru/Погода в Санкт-Петербурге](https://rp5.ru/Погода_в_Санкт-Петербурге) (дата обращения 29.09.2022).
6. Постановление Главного государственного санитарного врача РФ от 28.01.2021 № 2 Об утверждении санитарных правил и норм СанПиН 1.2.3685-21 «Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания».
7. Администрация Санкт-Петербурга. URL: https://www.gov.spb.ru/gov/terr/reg_center/ (дата обращения 20.11.2022).

УДК 621.396.67.012.12
ГРНТИ 47.45.29

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДА МОМЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ШТЫРЕВЫХ АНТЕНН

Д. И. Коньков, Ю. А. Кудрявцева, А. А. Чекалин, А. М. Шанин

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В статье представлены особенности использования численного метода решения интегрального уравнения электрического поля во временной области для штыревых антенн в свободном пространстве. Применяется метод момента во временной области, с использованием треугольных пространственных и временных базисных функций. Показано, что интегралы, включенные в формулировку, могут быть оценены аналитически, что сокращает время вычислений. Точность метода проверяется путем сравнения его результатов с несколькими имеющимися в наличии ЭМ-решателями.

метод моментов, штыревые антенны, электромагнитное поле, интегральное уравнение.

Анализ во временной области для определенной задачи может быть достигнут либо путем применения гармонического анализа в широком диапазоне дискретных частот, а затем с использованием обратного быстрого преобразования Фурье (IFFT), либо прямой формулировкой во временной области, а затем ее решением с помощью одного анализа во временной области [1–3].

При работе с короткоимпульсными откликами структур, которые охватывают широкий диапазон частот, и особенно когда нужна скорость вычисления, методы расчета в частотной области терпят неудачу из-за их огромных вычислительных затрат. Напротив, методы, основанные на временной области, в таких случаях становятся более эффективными.

Метод моментов во временной области (TD-МоМ), основанный на интегральных уравнениях, является одним из самых эффективных методов определения распределения тока во временной области [5].

Вычислительная сложность метода может быть значительно снижена, если интегралы, участвующие в схемах TD-МоМ, могут быть оценены аналитически. Эти интегралы возникают при вычислении элементов матриц, встречающихся в методе продвижения во времени (MOT), который позволяет нам находить распределение тока вдоль тонкопроволочной структуры на каждом временном шаге [7].

В этом разделе TD-МоМ используется для определения распределения тока на проводящей тонкопроволочной структуре в свободном пространстве. Используя функции Грина свободного пространства, TD-EFIE для структуры из тонкой проволоки произвольной формы на рис. 1 задается [8]:

$$E_l^i(l, t) = \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \int_{l'} I(l', T) \frac{\hat{l}' * \hat{l}}{4\pi R} dl' - \mu_0 c^2 \frac{\partial}{\partial t} \int_{l'} \int_{-\infty}^T \frac{\partial}{\partial l'} I(l', \tau) d\tau \frac{1}{4\pi R} dl', T = t - \frac{R}{c}, R = |l - l'|, \quad (1)$$

где $E_l^i(l, t)$ – тангенциальная составляющая электрического поля, $I(l', T)$ – неизвестное распределение тока вдоль провода, R – расстояние от точки источника до точки наблюдения, T представляет запаздывающее время, c – скорость света, а μ_0 – проницаемость свободного пространства.

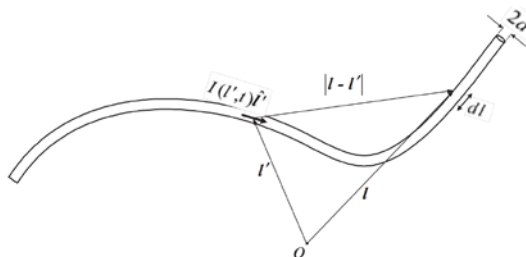


Рис. 1. Структура из тонкой проволоки произвольной формы [4]

Чтобы решить (1) с использованием TD-МоМ, мы расширяем $I(l', t)$ в терминах двух наборов базисных функций следующим образом:

$$I(l', t) = \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} f_n(l) g_i(t), \quad (2)$$

где I_{ni} – неизвестные вещественные коэффициенты, $f_n(l)$, $g_i(t)$ – треугольные пространственные и временные базисные функции, как показано на рис. 2 и 3, соответственно, N_s – количество пространственных сегментов, а N_t – количество временных шагов, учитываемых при анализе во временной области.

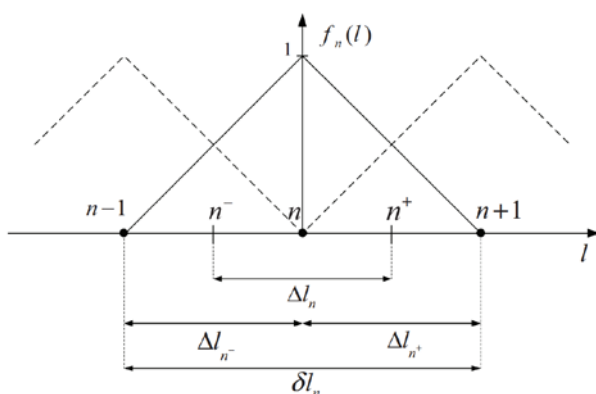


Рис. 2. Треугольная пространственная базисная функция, используемая в TD-МоМ [4]

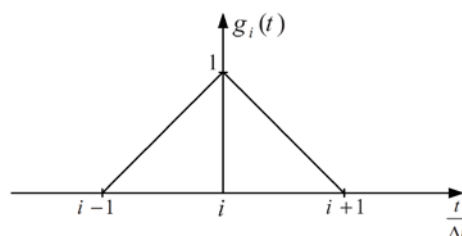


Рис. 3. Треугольная временная базисная функция [4]

Подставляя (2) в (1) и используя метод Галеркина, который использует $f_n(l)$ плоские весовые функции, и применяя интегрирование по частям относительно l , мы будем иметь:

$$\begin{aligned} & \int_{\delta l_m} E_l^i(l, t) f_m(l) dl = \\ & = \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} \mu_0 \int_{\delta l_m} \int_{\delta l_n} \frac{\hat{l}' * \hat{l}}{4\pi R} f_m(l) f_n(l') \frac{\partial g_i(T)}{\partial t} dl' dl + \\ & + \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} \mu_0 c^2 \left(\int_{\delta l_m} \int_{\delta l_n} \frac{1}{4\pi R} \frac{\partial f_m(l)}{\partial l} \frac{\partial f_n(l')}{\partial l'} \int_0^T g_i(\tau) d\tau dl' dl \right). \end{aligned} \quad (3)$$

Как видно из рис. 2, производная от $f_n(l')$ генерирует два прямоугольных импульса с положительной и отрицательной величинами, центрированными на n^- и n^+ соответственно. Таким образом, формулировка задачи TD-МоМ может быть записана в виде:

$$\int_{\delta l_m} E_l^i(l, t) dl = \mu_0 \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} \Delta l_m \Delta l_n \xi_{mni}(t) +$$

$$+ \mu_0 c^2 \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} (\xi_{m+n+i}(t) - \xi_{m+n-i}(t) - \xi_{m-n+i}(t) + \xi_{m-n-i}(t)),$$

где

$$\xi_{mni}(t) = \frac{1}{\Delta l_m \Delta l_n} \int_{\Delta l_m} \int_{\Delta l_n} \frac{\partial g_i(T) \hat{l}' * \hat{l}}{\partial t} \frac{1}{4\pi R} dl' dl, \quad (5)$$

так же

$$\xi_{m\pm n\pm i}(t) = \frac{1}{\Delta l_{m\pm} \Delta l_{n\pm}} \int_{\Delta l_{m\pm}} \int_{\Delta l_{n\pm}} \int_{(i-1)\Delta t}^T g_i(\tau) \frac{1}{4\pi R} d\tau dl' dl. \quad (6)$$

При написании (4) и (5) принимался во внимание тот факт, что треугольные базисные функции в первом интеграле (3) могут быть заменены прямоугольными базисными функциями без ущерба для точности конечного результата [9].

Применяя сопоставление точек в (4)-(6) в моменты времени $t_k = k * \Delta t$, мы получаем:

$$\int_{\delta l_m} E_l^i(l, k\Delta t) dl = \mu_0 \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} \Delta l_m \Delta l_n \xi_{mni}(t_{k-i}) +$$

$$+ \mu_0 c^2 \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{i=1}^{N_t} I_{ni} (\xi_{m+n+i}(t_{k-i}) - \xi_{m+n-i}(t_{k-i}) - \xi_{m-n+i}(t_{k-i})$$

$$+ \xi_{m-n-i}(t_{k-i})),$$

где

$$\xi_{mn}(t_{k-i}) = \frac{1}{\Delta l_m \Delta l_n} \int_{\Delta l_m} \int_{\Delta l_n} \left. \frac{\partial g_0(t)}{\partial t} \right|_{t=T_{k-i}} \frac{\hat{l}' * \hat{l}}{4\pi R} dl' dl, \quad (8)$$

$$\xi_{m\pm n\pm i}(t_{k-i}) = \frac{1}{\Delta l_{m\pm} \Delta l_{n\pm}} \int_{\Delta l_{m\pm}} \int_{\Delta l_{n\pm}} \int_{-\Delta t}^{T_{k-i}} g_0(\tau_1) \frac{1}{4\pi R} d\tau_1 dl' dl, \quad (9)$$

$$T_{k-i} = (k-i)\Delta t - \frac{R}{c}, t_{k-i} = (k-i)\Delta t. \quad (10)$$

В уравнении (9) изменение переменной в виде $\tau_1 = \tau - i$.

Уравнения (7)–(10) из следующих матричных уравнений, из которых может быть получено распределение тока тонкопроволочной структуры:

$$\sum_{i=1}^{N_t} [\Phi_{k-i}]_{N_s * N_s} * [I_i]_{N_s * 1} = [V_k]_{N_s * 1}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{(k-i)mn} = & \mu_0 \Delta l_m \Delta l_n \xi_{mn}(t_{k-i}) + \\ & + \mu_0 c^2 (\xi_{m+n+}(t_{k-i}) - \xi_{m+n-}(t_{k-i}) - \xi_{m-n+}(t_{k-i}) + \xi_{m-n-}(t_{k-i})), \end{aligned} \quad (12)$$

$$v_{km} = \int_{\delta l_m} E_i^i(l, t_k) dl, \quad (13)$$

где V_k – вектор столбцов, представляющий поле в момент времени $k * \Delta t$; I_i – вектор столбцов, представляющий пространственное распределение тока на тонкой проволочной структуре в момент времени $i * \Delta t$.

Матрица коэффициентов Φ_{k-i} связывает пространственное распределение тока на тонкопроволочной структуре в момент времени $i * \Delta t$ с рассеянной составляющей электрического поля, касательной к тонкопроволочной структуре в момент времени $k * \Delta t$ [6]. Как показано на рис. 3.

$$g_0(t) = 0, \text{ при } t \leq -\Delta t. \quad (14)$$

Кроме того,

$$\Phi_{k-i} = 0, \text{ при } k < i. \quad (15)$$

Уравнение (11) преобразуется в

$$I_1 = \Phi_0^{-1} * V_1, \text{ for } k = 1, \quad (16)$$

$$I_k = \Phi_0^{-1} [V_k - \sum_{i=1}^{k-1} \Phi_{k-i} * I_i], \text{ при } k \geq 2. \quad (17)$$

Эта форма называется формулировкой перехода во времени (MOT) [7], которая позволяет нам находить текущее распределение для каждого временного шага. В приложении было показано, что для параллельных отрезков интегралы из (8) и (9) могут быть оценены аналитически.

Диполь длиной 0,9 метра на рис. 4 с $L/2a = 74,2$ моделируется с использованием предложенной методики использования ТД-МоМ. На рисунке 6 показан ток во временной области в точке подачи, когда он возбуждается следующим импульсом Гаусса:

$$V(t) = V_0 \exp(-g^2(t - t_0)^2), \quad (18)$$

где

$$V_0 = 1V, g = 3 * 10^9 s^{-1}, t_0 = 1 * 10^{-9} s. \quad (19)$$

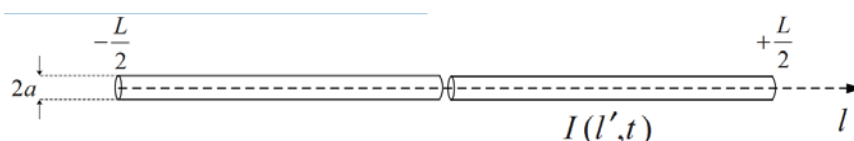


Рис. 4. Типичный диполь с центральным питанием [6]

Длина отрезка линии составляет $\Delta l = 30$ мм, что близко к предлагаемым условиям стабильности для тонкопроволочных конструкций [8], которые

$$5a \leq \Delta l \leq \frac{\lambda_{\min}}{10}, \quad (20)$$

где λ_{\min} – наименьшая значимая длина волны в спектре входного импульса (18), которая в данном примере считается равной около 300 мм.

На рис. 5 показан ток во временной области в центре диполя, использующий предложенную формулировку TD-MoM с $\Delta t = 57$ ps. Очевидно, что разница между численной оценкой (8), (9) и аналитической оценкой практически незаметна, но аналитический подход примерно в 80 раз быстрее, чем численный подход. Рис. 6 подтверждает наши численные результаты, сравнивая их с другими методами. Этими методами являются обычный метод определения момента в частотной области (FD-MoM), описанный в [10], симулятор Super NEC, который использует FD-MoM на основе расширенной аппроксимации тонкого провода, когда IFFT был применен к его результатам в частотной области, и симулятор CST Microwave Studio, который использует подход во временной области, основанный на методе конечных интегралов (FIT) [11]. Наблюдаются совпадения между результатами, которые подтверждают наши численные результаты.

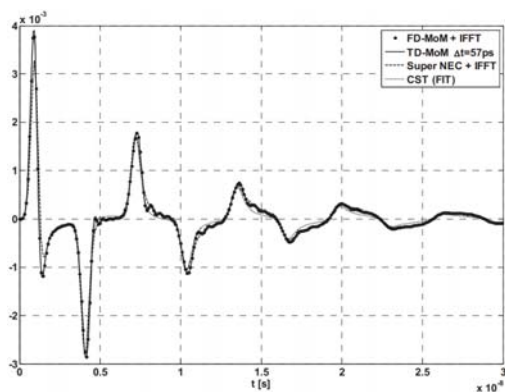


Рис. 5. Ток в точке питания диполя с центральным питанием

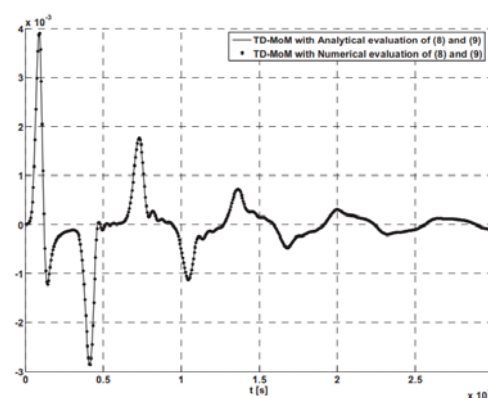


Рис. 6. Ток в точке питания диполя с центральным питанием

Было представлено быстрое и точное решение интегрального уравнения электрического поля во временной области (TD-EFIE) для тонкопроволочной структуры произвольной формы. Простые аналитические формулы представленной формулировки позволяют оценить все интегралы, участвующие в вычислении элементов матрицы коэффициентов для параллельных сегментов в аналитических формах. Это важное достижение новой формулировки приводит к значительной численной эффективности по сравнению с другими методами определения моментов во временной области. Точ-

ность метода также была проверена путем сравнения его результатов с другими симуляторами ЭМ поля. Эта работа может быть легко распространена на другие типы базисных функций, таких как некоторые полиномиальные базисные функции, где ожидается, что соответствующие интегралы будут оценены аналитически, и для получения переходных характеристик тонких металлических полос в свободном пространстве и на поверхности диэлектрической подложки.

Список используемых источников

1. Ji Z., Sarkar T. K., Jung B. H., Chung Y., Salazar-Palma M., and Yuan M. A stable solution of time domain electric field integral equation for thinwire antennas using the Laguerre polynomials // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2641–2649, Oct. 2004.
2. Bost F., Nicolas L., and Rojas G. A time-domain integral formulation for the scattering by thin wires // *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, pp. 868–871, July 2000.
3. Zhang G. H., Xia M. Y., Dai G. L., Chan C. H. Time domain integral equation methods for analyses of transient radiation and scattering problems // *IEEE Antennas Propag. International Symp.*, Jun. 2007, pp. 4589–4592.
4. Vechinski D. A. and Rao S. M. A stable procedure to calculate the transient scattering by conducting surfaces of arbitrary shape // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, pp. 661–665, 1992.
5. Smith P. D. Instabilities in time marching methods for scattering: Cause and rectification // *Electromagn. Vol. 10*, pp. 439–451, 1990.
6. Моррис Д. Моделирование электромагнитных полей – Как выбрать лучший метод // *Электроника*. 2012. № 3. С. 124–129.
7. Arvas E., Sevgi L. A Tutorial on the Method of Moments // *Antennas and Propagation* 2012. No. 3. PP. 260–275.
8. Банков С. Е., Курушин А. А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. М. : Радиотехника, 2008. 276 с.
9. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2012. 432 с.
10. Квасников А. А., Демаков А. В., Иванов А. А., Клюкин Д. В., Комнатов М. Е., Куксенко С. П. Система компьютерного моделирования антенн методом моментов // *Системы управления, связи и безопасности*. 2022. № 1. С. 49–66.
11. Yangyang H., Jinghuai G., Yichen M., Xiaokai W., Wei W., Baoli W. Comparison of the DG finite element method with finite difference method for elastic-elastic interface // *IGARSS 2011*. 2011. P. 2212–2215.

Статья представлена научным руководителем, заместителем начальника НИЦ ВАС, кандидатом технических наук О. А. Михалевым.

УДК 621.396
ГРНТИ 49.33.29

ПЕРСПЕКТИВЫ ВНЕДРЕНИЯ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В НАЗЕМНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И АНАЛИЗ ИХ НАДЕЖНОСТИ

Д. И. Коньков, Ю. А. Кудрявцева, А. О. Чечкенов, А. М. Шанин

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Адаптивные цифровые антенные решетки являются перспективным направлением развития наземных командно-измерительных антенных станций. АЦАР могут значительно повысить эффективность управления обменом данными между спутником и наземной станцией. Подобные антенные имеют сложную техническую составляющую. В зависимости от предъявляемым к ним требованиям они могут содержать от сотни до нескольких тысяч модулей, реализующих принцип реконфигурируемого радиомодуля. В связи с этим возрастает вероятность выхода из строя активного модуля, что в свою очередь снижает надежность антенны. В данной статье рассматриваются вопросы повышения надежности АЦАР.

адаптивные цифровые антенные решетки, наземные системы управления, надежность интеллектуальных антенн.

Адаптивные цифровые антенные решетки (АЦАР), также известные как интеллектуальные антенны, являются перспективным направлением развития наземных командно-измерительных антенных станций.

С развитием электроники антенны прошли большой путь от совсем простых сооружений до сложных управляемых систем с активными устройствами. Интерференционная среда постоянно меняется, поэтому возникла потребность в адаптивных антеннах. В настоящее время радиосистемы должны быть способны функционировать при воздействии нескольких мощных широкополосных помех в условиях независимого перемещения источников помех. В таких случаях адаптивная антенна осуществляет пространственную обработку сигнала, т. е. становится динамическим пространственным фильтром.

Параллельная пространственно-временная обработка сигналов в антенне позволяет увеличить объем информации, принимаемой одновременно с нескольких спутников.

Одним из наиболее перспективных направлений развития наземного управления является использование командно-измерительного комплекса, оснащенного адаптивными цифровыми антенными решетками [2].

Такие командно-измерительные комплексы смогут, в отличие от существующих станций, контролировать одновременно несколько космических аппаратов, что позволит повысить эффективность управления обменом данными и выполнением технологических операций, сократить временной интервал управления.

Разработка и внедрение интеллектуальных антенн в наземные системы управления позволяют получать командную и телеметрическую информацию со всех видимых спутников. Это повышает эксплуатационные характеристики за счет исключения механических узлов управления антенной и помехозащищенность командно-измерительного комплекса за счет пространственно-временной обработки сигналов.

Достоинства цифровых антенных решеток:

- представление цифрового синтеза диаграммы направленности в приемный режим и формирование заданного распределения электромагнитного поля в торце антенной решетки в передающем режиме;
- способность передавать и принимать сигналы в пространственном ракурсе;
- способность воспринимать всю содержащуюся информацию в структуре пространственно-временных электромагнитных полей в торце антенной решетки и почти без потерь преобразовывать ее в данные;
- цифровое формирование запрашиваемой картины облучения; крачка на входе приемников обеспечивает глубокую пространственную компенсацию. В сочетании с расширением объема это обеспечивает недостижимую ранее помехоустойчивость [1–4].

Интеллектуальные антенны позволяют реализовать специальные типы распределения фазы усиления в лицевой стороне антенной решетки и применять различные способы обработки сигналов, принимаемых каждым отдельным излучающим элементом антенны, что улучшает характеристики навигационных средств потребителя [6].

Надежность интеллектуальных антенн заключается в их способности удерживать во времени значения технических параметров в заданных пределах. Определяется отказами средств интеллектуальных антенн, в основном, отказами модулей.

К надежности интеллектуальных антенн предъявляются высокие требования. Нарботка на отказ должна быть не менее пятидесяти тысяч часов, а гарантированный срок службы не менее 10 лет.

Неисправности электронных компонентов в модулях определяют появление как внезапных отказов, так и постепенных отказов. Первые приводят

к тому, что излучатели интеллектуальных антенн, подключенных к вышедшим из строя модулям, имеют нулевую амплитуду возбуждения, вторые вызывают изменение комплексных амплитуд излучателей возбуждения. Поскольку интеллектуальная антенна представляет собой статистическую систему, включающую большое количество параллельных каналов, она потенциально обладает высокой надежностью [4, 5].

Интенсивность отказов модулей $\lambda(t)$ является функцией времени. С хорошей точностью можно считать, что после контрольных испытаний интенсивность отказов модулей постоянна, т. е. $\lambda(t) = \lambda = \text{const}$. Процент модулей, вышедших из строя за время t , определяется следующим соотношением:

$$n(t) / N = 1 - \exp(-\lambda t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – количество отказавших модулей; N – общее количество модулей, $T_0 = \lambda^{-1}$ наработка на отказ. $n(t) / N \approx \lambda t = t/T_0$ верно, для $t \ll T_0$.

Значение T_0 электронных компонентов электронного оборудования, указанных в спецификациях.

Интенсивность отказов модулей существенно зависит от рабочей температуры кристаллов полупроводниковых приборов, входящих в состав модулей. Описание температурной зависимости МТВФ основано на уравнении Аррениуса:

$$\lambda(T) = A \exp(-\varepsilon / kT), \quad (2)$$

где T – абсолютная температура; k – постоянная Больцмана; ε – энергия активации; A есть константа пропорциональности.

Результаты испытаний показывают, что при температурах кристалла 100–200 °С интенсивность отказов увеличивается примерно в 2 раза при увеличении рабочей температуры до 10 °С [5].

Из вышеизложенного следует, что основной проблемой при проектировании передающих адаптивных цифровых антенных решеток является обеспечение нормальных тепловых режимов мощных транзисторов с целью повышения их надежности.

При больших тепловыделениях используется жидкостная система охлаждения, при относительно низком нагреве применяется воздушная система охлаждения. Также могут использоваться системы охлаждения, работающие на разных физических принципах. Вот пример расчета надежности интеллектуальных антенн.

Адаптивные цифровые антенные решетки с большим тепловыделением используют системы жидкостного охлаждения. Некоторые интеллектуальные антенны выполнены из модулей плиточного типа с металлическими тепловыми шинами, в которых тепло от силовых транзисторов передается на трубопроводы с охлаждающей жидкостью.

Для интеллектуальной антенны системы связи К-диапазона (18,8–19,3 ГГц) компания RaytheonSystems разработала систему охлаждения, основанную на использовании фазовых переходов хладагента.

Теплообменник в виде металлического цилиндра, заполненного пористым алюминиевым «пенопластом», пропитанным парафином. Объем теплообменника и модули соединены тепловыми трубками.

Устройство теплообмена обеспечивает температуру спая транзисторов около 100 °С при градиентах температуры на поверхности матрицы менее 10 °С.

Список используемых источников

1. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д. И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. М. : Радиотехника, 2006. 376 с.
2. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ ч. 6 УКВ антенны. М. : РадиоСофт, 2013. 332 с.
3. Дмитриев Д. Д., Тяпкин В. Н., Кремез Н. С. Методы адаптации фазированной антенной решетки к помехам в спутниковых радионавигационных системах // Радиотехника. 2013. № 9. С. 39–43.
4. Додычина Е. М., Кольцов Ю. В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М. : МАИ, 2013. 160 с.
5. Курушин А. А. Школа проектирования СВЧ-устройств в CST Studio Suite. М. : Солон-пресс, 2014. 433 с.
6. Манько В. В. Защита радиолиний с программной перестройкой рабочей частоты от радиоразведки. Л. : ВАС, Дисс. КТН, 1989. 224 с.

Статья представлена научным руководителем, старшим научным сотрудником НИЦ ВАС, кандидатом технических наук В. А. Мешалкиным.

УДК 621.372
ГРНТИ 49.43.29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ В МЕТОДАХ ГИБРИДНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ЛУЧА В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ДЛИН ВОЛН

К. О. Коровин, О. О. Криворука, О. А. Симонина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Использование миллиметровых волн в радиотехнических системах позволяет существенно увеличить пропускную способность и обеспечить возможность обслуживания растущего количества пользователей. Существенные потери распространения миллиметровых волн в данных системах можно компенсировать направленным формированием луча. Многообещающей технологией формирования луча является гибридное формирование луча, сочетающее в себе аналоговый и цифровой подходы, что позволяет уменьшить накладные расходы при разработке данных решений. Традиционные методы гибридного формирования луча могут быть достаточно сложными и требовать больших вычислительных мощностей. Показано, что применение таких алгоритмов машинного обучения как сверточная нейронная сеть, Q-обучение, линейный автоэнкодер позволяют ускорить и упростить реализацию традиционных методов формирования луча.

машинное обучение, massive MIMO, микроволновые системы, гибридное формирование луча, спектральная эффективность.

Введение

В настоящее время схема гибридного формирования луча (ФЛ) активно используется в системах massive MIMO как оптимальное решение для эффективного управления лучом с учетом требований по энергоэффективности и функциональности.

Существует три основных типов ФЛ: аналоговое, цифровое и гибридное. Аналоговое ФЛ наиболее простое, но с его помощью невозможно мультиплексировать несколько пользователей, кроме того, усиление при аналоговом ФЛ ухудшается по сравнению с цифровым ФЛ из-за использования квантованных фазовых сдвигов и постоянной амплитуды. Цифровое ФЛ позволяет достичь максимального коэффициента усиления ФЛ, а также максимальной точности, но из-за большого количества АЦП/ЦАП, требуемых для его реализации, такая система потребляет очень много энергии. Гибридное ФЛ обеспечивает баланс между производительностью системы и сложностью аппаратуры. Гибридное ФЛ на передатчике и приемнике называется

гибридным прекодированием и гибридным комбинированием, соответственно. Операции гибридного прекодирования и комбинирования делятся на аналоговую и цифровую области. В гибридном ФЛ набор аналоговых фазовращателей, каждый из которых подключен к антенным элементам, питается отдельной радиочастотной цепью от прекодера базовой полосы. Количество радиочастотных цепей в гибридном ФЛ ограничено числом передаваемых потоков данных.

Существует три основных традиционных подхода к гибридному ФЛ: гибридное ФЛ на основе кодовой книги, пространственное гибридное ФЛ и Beamspare MIMO.

Математическая модель канала гибридного формирования луча в MIMO-системах

Рассмотрим математическую модель гибридного ФЛ в MIMO-системе, (рис. 1), где передатчик с антеннами N_T и радиочастотными цепями L_T взаимодействует с передатчиком R_X с антеннами N_R и радиочастотными цепями L_R , передаваемый сигнал $x \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, микроволновый канал между передатчиком и приемником можно представить как $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ [1]. Предполагается, что существует L потоков данных, таких что $L \leq L_T \leq N_T$ и $L \leq L_R \leq N_R$.

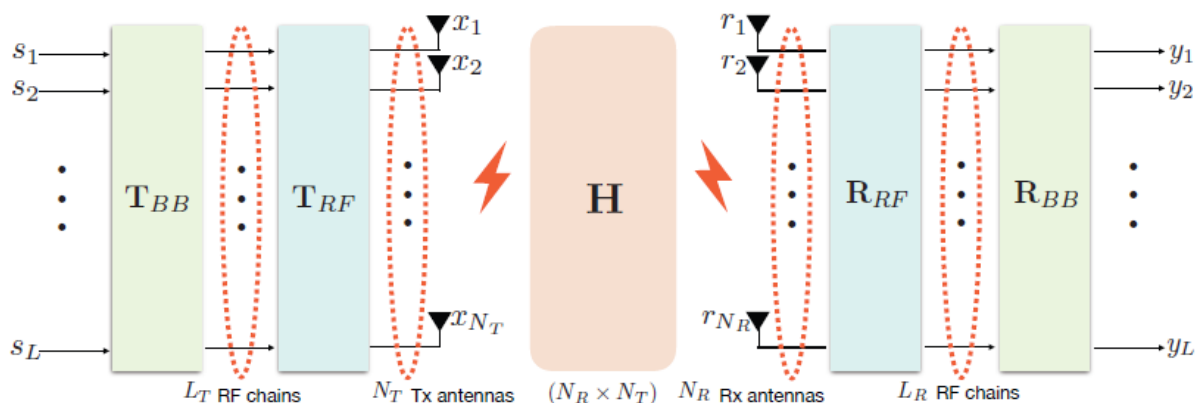


Рис. 1. Гибридная архитектура ФЛ с radiofrequency (RF) и baseband (BB) блоками [1]

Вектор принятых символов y можно записать следующим образом:

$$y = R_{BB}^* R_{RF}^* H T_{RF} T_{BB} S + R_{BB}^* R_{RF}^* n,$$

где $n \sim N(0, \sigma^2 I)$ – вектор гауссова шума размерности $N_R \times 1$.

Канальную матрицу $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ системы можно разложить с помощью сингулярного разложения:

$$H = U \Sigma V^*,$$

где столбцы матриц U и V являются левыми и правыми сингулярными векторами матрицы H , соответственно, а $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_L)$ – диагональная матрица с сингулярными числами.

Подбирая прекодер и комбайнер таким образом, чтобы они соответствовали сингулярным векторам канальной матрицы, можно управлять эффективностью формирования луча.

Обучение с учителем для гибридного ФЛ

Сингулярное разложение матрицы может быть использовано для мало-ранговой аппроксимации матриц. Для получения такой аппроксимации можно обучить сверточную нейронную сеть (CNN). CNN для k -ранговой аппроксимации матрицы (рис. 2) учится предсказывать k наиболее значимых сингулярных значений и сингулярных векторов непосредственно из заданной матрицы H путем обучения ее параметров [1].

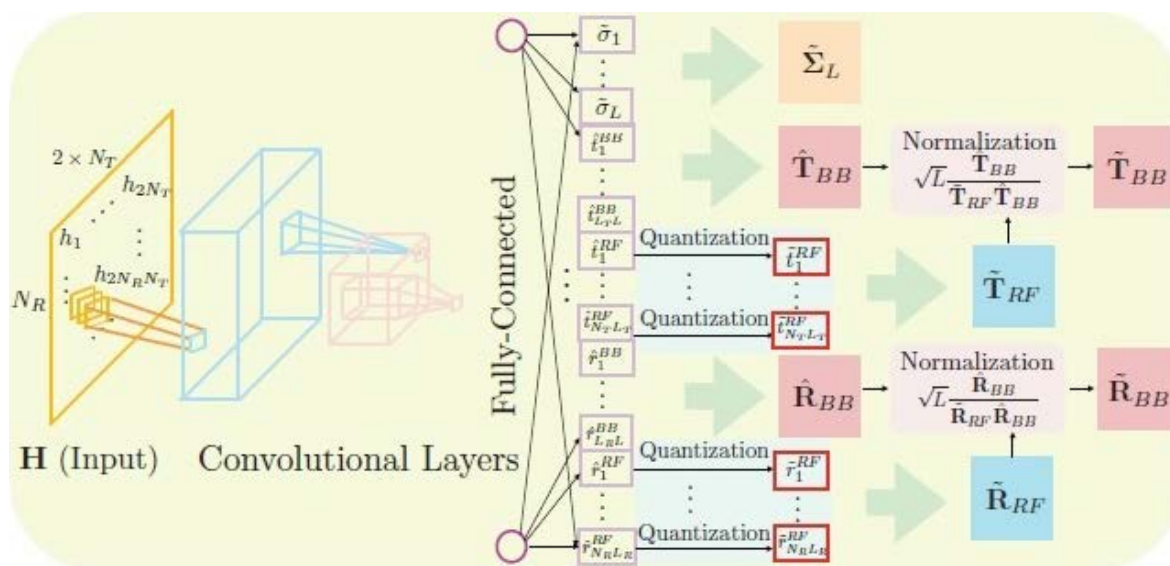


Рис. 2. Архитектура CNN для гибридного ФЛ [1]

Задача данной нейронной сети найти оптимальные $T_{RF}, T_{BB}, R_{RF}, R_{BB}$, которые максимизируют скорость передачи.

CNN получает на вход канальную матрицу $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ и преобразует ее в вещественную матрицу с размером $H \in \mathbb{C}^{N_R \times 2N_T}$, элементы которой обрабатываются с помощью нейросети и на выходе появляется оценка L наибольших сингулярных значений, ненормированные значения BB -прекодера, ненормированные значения BB -комбайнера, неквантованные значения RF -прекодера, и неквантованные значения RF -комбайнера.

Через слои квантования квантуется значение фазы каждого неквантованного элемента RF -прекодера \tilde{T}_{RF} и комбайнера \tilde{R}_{RF} .

Ненормированные значения BB -прекодера $\widehat{\Gamma}_{BB}$ и BB -комбайнера \widehat{R}_{BB} нормируются с помощью слоев нормализации.

Обучение с подкрепление для гибридного ФЛ

В обучении с подкреплением агент учится выбирать оптимальные действия для достижения своих целей, наблюдая за состоянием окружающей среды [2]. Основная цель агента в обучении с подкреплением – выучить политику управления, которая из любого начального состояния выполняет действия, максимизирующие накопленное со временем вознаграждение. Агент наблюдает состояния S своего окружения и имеет набор действий A , которые он может выбрать для выполнения. С помощью этого алгоритма агент оценивает сумму немедленного вознаграждения $Q(s, a)$ для пары состояний-действий s и a , а оценка агента для этой пары состояний-действий обозначается как $\widehat{Q}(s, a)$. Данный алгоритм называется Q -обучением.

Основной целью применения алгоритма является разработка оптимальных гибридных прекодеров и комбайнеров на передатчике и приемнике (T_{RF} , T_{BB} , R_{RF} , R_{BB}), которые максимизируют скорость, получаемую по микроволновому каналу, который является средой, при ограничениях RF -прекодера.

Первая фаза – это фаза обучения алгоритма. Во время обучения обновляются записи таблицы $\widehat{Q}(N_i, v_j)$, где N_i принадлежит N и v_j принадлежит V . Как только оценка обучаемого $\widehat{Q}(N, v)$ сходится к $Q(N, v)$ для всех пар N и v , Q -таблица может быть использована для поиска оптимальных RF -прекодеров и комбайнеров на передатчике и приемнике.

На втором этапе оптимальные RF -прекодеры и комбайнеры на передатчике и приемнике проектируются с использованием записей таблицы $\widehat{Q}(N, v)$ в соответствии с заданной информацией о состоянии канала.

Обучение без учителя для гибридного ФЛ

Автоэнкодер – это модель ML , которая используется для восстановления входных данных с минимальной ошибкой путем нахождения низкоразмерного представления входных данных [3]. Мотивируя это тем, что оптимальное решение для анализа главных компонент (PCA – *principal components analysis*), который тесно связан с SVD , может быть найдено с помощью линейного автоэнкодера с квадратичной ошибкой, автоэнкодер можно использовать для гибридного ФЛ, его структура показана на рис. 3.

Для матриц $A_i \in C^{N_R \times N_R}$, $A_i = N_i N_i^*$, $B_i \in C^{N_T \times N_T}$, $B_i = N_i^* N_i$, может быть вычислено разложение по собственным векторам:

$$A_i = U_i \Sigma_i^2 U_i^*$$

$$B_i = V_i \Sigma_i^2 V_i^*$$

где Σ_i^2 – диагональная матрица, которая состоит из квадратов сингулярных значений H_i . Поэтому мы можем использовать линейные автокодеры для разложения по собственным векторам A_i и B_i , собственные векторы которых соответствуют комбайнеру (U_i) и прекодеру (V_i) H_i , соответственно.

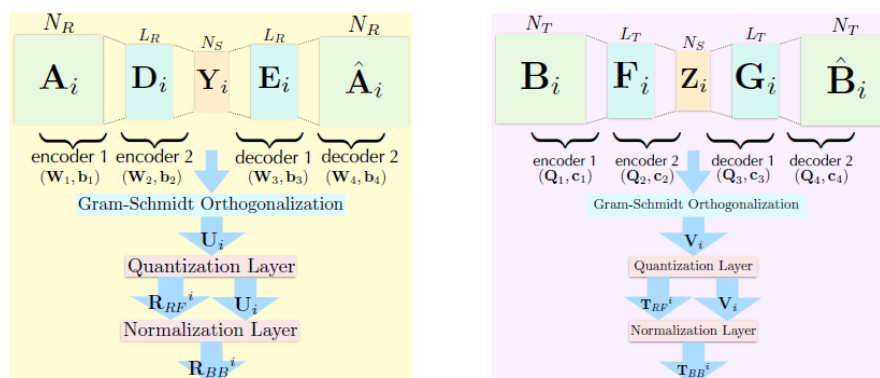


Рис. 3. Архитектура автоэнкодеров для гибридного ФЛ [3]

Алгоритм гибридного формирования луча на основе линейного автоэнкодера [3]: в тренировочной фазе вычисляются A_i, B_i на основе входной H_i и идет обучение автоэнкодеров на их основе, затем с помощью процесса Грама-Шмидта для выхода энкодера Y_i, Z_i , получают оценки U_i, V_i , которые обрабатывают через слой квантования для оценки R_{RF}^i, T_{RF}^i , а затем вычисляют R_{BB}^i, T_{BB}^i .

На тестовой фазе вычисляются A_i, B_i на основе входной H_i , затем на ее основе получают $R_{RF}^i, R_{BB}^i, T_{RF}^i, T_{BB}^i$.

Заключение

Использование алгоритмов машинного обучения для гибридного формирования луча в MIMO системах активно развивается и позволяет получить выигрыш относительно традиционных методов формирования луча:

- использование CNN позволяет улучшить скорость передачи при фиксированном SNR примерно в 1,5 раза относительно гибридного ФЛ на основе кодовой книги для заданной системы;

- для различного количества итераций Q-обучения для фиксированного значения SNR выигрыш спектральной эффективности по сравнению с гибридным ФЛ на основе кодовой книги может увеличиваться в 1,5 раза для заданной системы;

- при использовании линейного автоэнкодера при фиксированном SNR удастся получить выигрыш скорости приблизительно в 1,4 раз по сравнению с гибридным ФЛ на основе кодовой книги для заданной системы.

В таблице 1 приведена вычислительная сложность сопоставляемых алгоритмов. Видно, что гибридное ФЛ на основе CNN для k -ранговой аппроксимации является наиболее предпочтительным вариантом, так как при наименьшей вычислительной сложности оно дает существенный выигрыш в 1,5 раза в спектральной эффективности.

ТАБЛИЦА 1. Вычислительная сложность алгоритмов гибридного формирования луча

Название метода	Вычислительная сложность
Гибридное ФЛ на основе кодовой книги	$O\left(\frac{K^2 S^3}{L_R} (S - \log_K S) N_T^2 N_R\right)$
Гибридное ФЛ на основе CNN для k -ранговой аппроксимации	$O(\max(kN_T^2, kN_R^2, kN_T N_R))$
Q-обучение	$O(N_T^2 N_R)$
Гибридное ФЛ на основе линейного автоэнкодера	$O(N_R^2 L_R + N_R L_R N_S + N_S^2 N_R + N_T^2 L_T + N_T L_T N_S + N_S^2 N_T)$

Список используемых источников

1. Peken T. et al. Deep learning for SVD and hybrid beamforming // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020. V. 19. No. 10. PP. 6621–6642.
2. Peken T., Tandon R., Bose T. Reinforcement learning for hybrid beamforming in millimeter wave systems // International Telemetering Conference. 2019.
3. Peken T., Tandon R., Bose T. Unsupervised mmWave beamforming via autoencoders // ICC 2020 – 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2020. С. 1-6.

УДК 654.739

ГРНТИ 49.33.29

РАДИОЧАСТОТНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ДЛЯ ЗАДАЧИ АВТОМАТИЗАЦИИ СКЛАДА

Е. В. Кравец, А. В. Чернышова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе рассматриваются вопросы применения Rfid-технологии в задаче логистики складских помещений. Представлен анализ, рассмотрены достоинства и недостатки применения Rfid-технологии для оптимизации работы склада. Описаны примеры решений проблем, с которыми можно столкнуться при использовании Rfid-технологии для автоматизации работы складских помещений. В работе отмечается, что использование RFID-технологий позволяет осуществлять более легкий контроль движения продукции на складе.

Rfid-технология, автоматизация, склад, логистика.

Многие предприятия активно ищут технологии отслеживания инвентаризации и процессов, которые отвечают их потребностям. Технологии штрих-кодов и RFID (радиочастотной идентификации) регулярно сравниваются между собой, когда предприятие ищет решение для отслеживания.

И штрих-коды, и RFID очень похожи, но у них есть много ключевых различий. Выделим следующие основные критерии оценки и проведем сравнение двух технологий.

Принцип работы

Штрих-код – это графический идентификатор, представляющий набор информации путем расположения черных полос и белых пробелов разной ширины в соответствии с определенными правилами кодирования.

Принцип RFID заключается в бесконтактной передаче данных между считывателем и меткой для достижения цели идентификации объекта. На рис. 1 показан пример возможного процесса взаимодействия метки со считывателем и сервисным оборудованием [1].



Рис. 1. Принцип работы RFID

В зависимости от наличия или отсутствия в метке RFID источника питания можно выделить два основных типа:

Активные RFID метки

В активных RFID метках имеется свой независимый источник питания в виде батареи. Наличие источника энергии позволяет метке выдавать сигнал большей мощности, а также иметь свою постоянную память большего объема.

Мощный сигнал повышает точность приёма считывателя на дальнем расстоянии – более сотни метров, а также позволяет сигналу проходить сквозь препятствия: стены, слой воды, людей и животных. Наличие своей энергии у подобных меток позволяет им поддерживать работу дополнительных функций – например, сенсоров температуры, влажности [2].

Пассивные RFID метки

Пассивные RFID метки не имеют батареи, а необходимая энергия для передачи сигнала берётся из сигнала считывателя. Данный сигнал индуцирует электрический ток прямо в антенне метки, и этого тока хватает для работы встроенной микросхемы. Такого тока не хватает на мощный сигнал – пассивная метка способна считываться на расстоянии от полуметра до десяти метров [2].

Расстояние считывания

Штрих-коды поддерживают только чтение на близком расстоянии, поэтому считыватели штрих-кодов должны читать напечатанные штрих-коды на близком расстоянии.

Метки RFID поддерживают более дальнее расстояние чтения, как активные метки RFID, так и пассивные метки RFID. Кроме того, RFID может считывать информацию через бумагу, дерево и пластик, а штрих-коды – нет.

Различная емкость хранения

Одномерные штрих-коды имеют емкость 50 байт, двумерные штрих-коды имеют максимальную емкость от 2 до 3000 символов.

Технология RFID имеет же максимальную емкость в несколько мегабайт.

Функция чтения и записи меток

Штрих-код не имеет функции чтения и записи, и информация не может быть добавлена на напечатанный штрих-код.

Метки RFID можно читать и записывать. RFID-считыватели могут взаимодействовать с метками и изменять хранящуюся в них информацию в пределах, допускаемых конструкцией метки.

Различная эффективность сканирования

В то время как для сканирования каждого кода в отдельности сканерам штрих-кодов требуется прямая видимость, сканеры RFID могут считывать несколько кодов одновременно. Системы RFID гораздо эффективнее для сканирования большого количества товаров, и требуют больше настроек, чем штрих-коды. С другой стороны, системы штрих-кодов иногда могут быть более точными, но они менее долговечны и безопасны, чем RFID.

Срок службы

Носителем традиционного штрих-кода является бумага, поэтому ее легко загрязнить и повредить. И штрих-код не может быть изменен и не может быть повторно использован после печати.

RFID хранит данные в чипе, чтобы избежать пятен, и может многократно добавлять, изменять и удалять данные, хранящиеся в метке RFID, что приводит к более длительному сроку службы.

Влияние типа материала

RFID метки с трудом считываются на металле и некоторых жидкостях в ультравысокочастотном и микроволновом диапазонах.

Штрих-кода же можно помещать на объект, изготовленный почти из любого материала.

Стоимость

Метки RFID можно использовать для создания быстрых (хотя и дорогих) систем отслеживания запасов, которые освобождают время сотрудников склада для более насущных задач. Штрих-коды недороги и широко используются, поэтому их легко внедрить с минимальными первоначальными затратами.

В настоящее время стоимость оборудования RFID выше, чем стоимость оборудования для технологии кодирования. Однако это не является препятствием для предпринимателей. Существуют определенные логические процессы, для которых нет аналогов этой технологии, например, управление сетью продаж и складом, отслеживание и контроль товарных запасов, инвентаризация [3].

Эти данные идентифицируются мгновенно и без вмешательства человека, что обеспечивает значительную экономию времени, эффективность и безопасность.

Вот некоторые преимущества внедрения этой технологии на складе:

1. RFID и эффективность работы склада

Эффективность склада подразумевает:

- исключить ошибки персонала при отгрузках – когда четко известно местоположение нужных товаров на складе вероятность пересорта существенно уменьшается;
- ускорить инвентаризацию и перемещение товаров между зонами;
- более эффективно использовать помещения при распределении товара;
- ускорить ассортиментный анализ и планирование закупок [4].

2. RFID и снижение количества человеческих ошибок

Автоматическая регистрация и сопоставление данных в RFID-метках и считывающих устройствах устраняет необходимость ввода данных оператором, что снижает риск искажения результатов человеческой ошибки. Такое незначительное изменение может существенно повлиять на практику управления складом.

3. RFID и информация в реальном времени, основанная на данных

Отслеживание информации о продукции в режиме реального времени – привлекательная перспектива в любой отрасли, особенно в условиях принятия решений на основе современной цифровой информации. Создание подробной базы критически важных данных о ваших запасах может помочь операторам проанализировать общие закономерности, связанные с внутренним управлением складом и ключевыми транспортными процессами.

Например, используя базу данных информации в режиме реального времени, операторы склада могут выявить высокий уровень определенного вида розничных товаров.

Существует широкий спектр применения технологии RFID в управлении складом:

Приемка товаров

Склад может одновременно получать и хранить товары от десятков поставщиков, поэтому приемка и первичное хранение товаров является важной задачей, которую необходимо решить в первую очередь.

Используя RFID-метки, операторы могут присвоить уникальный серийный номер определенному ассортименту товаров, гарантируя, что только определенные виды продукции будут приняты с таким же точно кодом.

Контроль товарных остатков

Понимание того, где на складе находятся товары и в каком количестве, помогает менеджерам оптимизировать пространство. Это может включать реорганизацию складских контейнеров для размещения новых товаров или координацию определенных зон по клиентам.

Какой бы метод управления товарными ресурсами ни применялся в вашей организации, технология RFID позволит вам понять цепочку поставок и внедрить более разумные процессы.

Доставка товаров клиентам

Цель любого складского предприятия – обеспечить клиентов всей необходимой информацией о наличии товара и сроках доставки при совершении покупки. Технология RFID позволяет операторам сразу же иметь под рукой историю продукта, что дает им возможность отслеживать среднее время доставки и прогнозировать периоды малой доставки.

Хотя в целом эти технологии дают преимущества и являются шагом вперед для данной отрасли, как и все инновации, они также несут с собой ряд проблем и трудностей, которые могут стать негативными моментами при рассмотрении возможности их применения.

Высокие затраты на установку

Внедрение этой технологии с нуля на складе требует значительных первоначальных инвестиций. По сравнению со штрих-кодами, эта технология требует более дорогих и сложных приборов и инструментов, таких как программное обеспечение для проведения складского учета, стационарные или портативные RFID-считыватели, RFID-метки и чипы и т. д.

Расходы на постоянное обновление

Для поддержания эффективности данного автоматизированного оборудования требуется постоянное обслуживание и обновление, что повлечет за собой постоянные расходы.

Интерференция в RFID-метках

При работе во влажном климате или в окружении множества металлических изделий метки могут работать некорректно. На них также могут воздействовать внешние радиоволны, создавая помехи и снижая их функциональность.

Кроме того, некоторые жидкие или металлические материалы несовместимы с этими метками и не позволяют информации проходить через них. Когда в одном месте находится множество меток, они могут создавать помехи, поскольку различные сигналы могут исказить данные.

Заключение

Применение RFID-технологий позволяет перейти к автоматизации складских процессов, что позволяет оптимизировать все складские операции и осуществлять более легкий контроль движения продукции на складе, что приведет к существенному снижению уровня издержек [1].

Хочется также отметить, что, несмотря на довольно распространенное использование этой технологии в современном мире, она все еще находится в процессе модернизации и поэтапного развития.

Список используемых источников

1. Карякин А. Т., Жантуева А. В. Особенности использования в складской логистике RFID-технологий // Московский экономический журнал. 2021. № 4. С. 569–574.
2. Багиров А. И. RFID-технология автоматизации склада // Электрон. науч. журн. 2020. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/rfid-tehnologiya-avtomatizatsii-sklada/viewer> С. 10–13. (дата обращения 10.02.2023).
3. Камозин Д. Ю. Сравнение эффективности применения технологии штрихового кодирования и технологии RFID в логических процессах // Известия ИГЭА. 2013. № 3. С. 71–75.
4. Гимельштейн Е. А., Годван Д. Ф., Левченко К.О. RFID системы для автоматизации складского учета // Бизнес образование в экономике знаний. 2021. № 1. С. 17–19.

УДК 621.396.946
ГРНТИ 49.43.31

РАССМОТРЕНИЕ ПРИЧИН И ПОСЛЕДСТВИЙ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПОМЕХ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

С. С. Краев, Ю. А. Кудрявцева, С. А. Луценко

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Помехи в спутниковой связи могут быть вызваны различными причинами. Эти помехи могут приводить к потере сигнала, деградации качества связи и даже к полной невозможности связи. В итоге они могут привести к неработоспособности критически важных систем и устройств, что может иметь серьезные последствия для безопасности и экономики.

спутниковая связь, источники помех, телекоммуникационные системы, диапазон частот.

В настоящее время на объем трафика спутниковых линий связи приходится около четверти общего мирового трафика. В ближайшие годы предполагается постоянный рост числа задействованных ретрансляторов спутниковой связи примерно на 3...6 % в год, причем более быстро будет возрастать доля ретрансляторов, используемых для передачи Интернет-трафика [1]. Далее будут рассмотрены причины возникновения помех в системах спутниковой связи.

Излучение на смежных частотах может вызывать помехи для сигналов спутниковой связи, например, 5G. Глобальное внедрение сотовых сетей 5G на частоте около 3,5 ГГц уже доказало, что создает помехи для устаревших спутниковых нисходящих линий связи. Услуги 5G существуют на частотах, смежных с историческими частотами спутникового вещания или даже перекрывающих их [2]. Например, China Telecom использует свой сигнал 5G на частоте 3,4–3,5 ГГц, а China Unicom работает в диапазоне 3,5–3,6 ГГц. В США текущий спутниковый диапазон 3,7–4,0 ГГц перепрофилируется со спутниковых видеотрансляций на систему 5G. Небольшая защитная полоса 20 МГц (3,98–4,0 ГГц) выделяется для отделения частоты 5G от новых частот спутникового вещания, используемых в диапазоне 4,0–4,2 ГГц. На рис. 1 показано разделение полос между одним экземпляром развертывания 5G и частотами спутников. На верхнем рисунке показан диапазон многих устаревших понижающих преобразователей с низким уровнем шума

(LNB). На нижнем изображении на рис. 1 показаны полосовые фильтры, блокирующие операторов 5G.

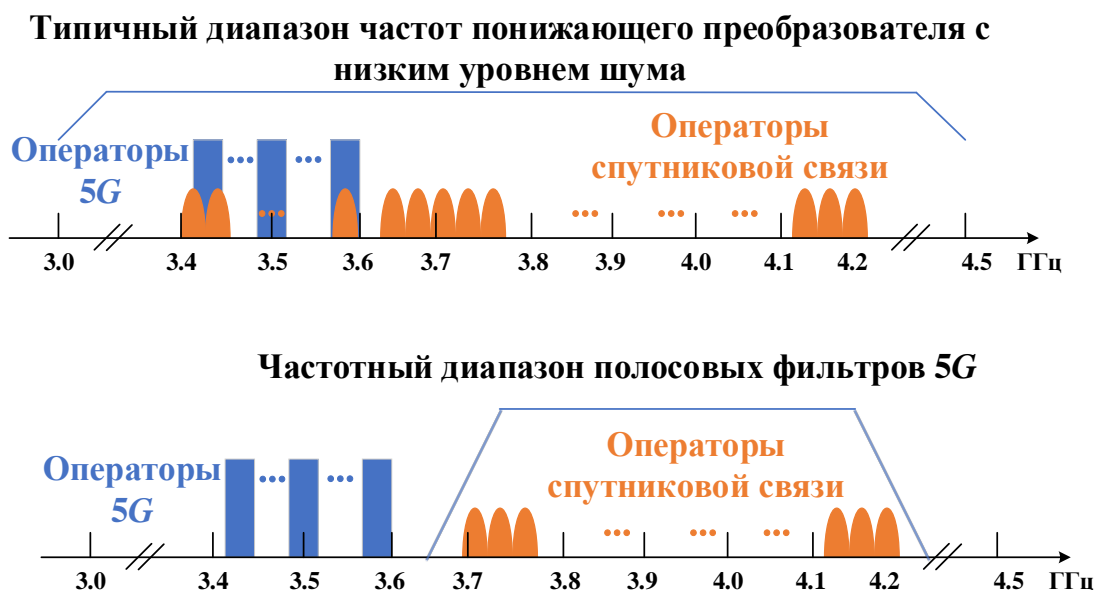


Рис. 1. Существующее распределение частот для 5G и устаревших спутниковых нисходящих линий С-диапазона

Проблемы с помехами уже наблюдались во многих случаях, когда сигналы спутниковой нисходящей линии связи работают в диапазонах частот, близких к тем, которые используются 5G. Как минимум, операторам спутниковых наземных станций потребуется установить в своей сети специальные полосовые фильтры. Операторам 5G может потребоваться снизить энергопотребление в зависимости от их близости к наземным станциям. Установка полосовых фильтров может вызвать проблемы с помехами, если соединения выполнены неправильно. Проблемы также возникают, когда материалы, используемые в полосовых фильтрах и понижающих преобразователях с низким уровнем шума, не обеспечивают хорошего прилегания. Эта проблема возникает в основном при дооснащении приемника полосовыми фильтрами. Устаревшие понижающие преобразователи с низким уровнем шума могут не иметь стандартного фланца волновода, который является полностью металлическим, что приводит к выходному и входному излучению.

Другим источником помех (часто временных) могут быть воздушные суда. Самолетные высотомеры генерируют сигналы в диапазоне 4,2–4,4 ГГц, примыкающем к частоте нисходящей линии связи С-диапазона 3,4–4,2 ГГц для станций фиксированного спутникового обслуживания. Несмотря на отсутствие перекрытия частот, самолеты находятся гораздо ближе к земной станции, чем спутник. Сигналы высотомера могут перегружать усилитель LNA, искажая спутниковый сигнал. Кроме того, LNA/LNB обычно работают на частотах, более широких, чем разрешенный диапазон,

поэтому чувствительны к внеполосным сигналам. Например, LNB может быть рассчитан на частоту 3,4–4,2 ГГц (или выше), в то время как диапазон С-диапазона составляет 3,7–4,2 ГГц. Помехи от самолетов носят периодический характер и могут носить сезонный характер. Проблемы усиливаются, если стационарная спутниковая станция находится близко к аэропорту. Подсчитано, что устранение помех, создаваемых парком из трех спутников, обходится оператору в 2 млн долларов США. Это включает в себя время простоя контента, сборы и штрафы, которые должен оплатить оператор, в дополнение к технической поддержке, необходимой для диагностики и устранения проблемы. Рис. 2 иллюстрирует помехи как для самолета, так и для наземной станции сотовой связи. Также показана ближайшая базовая станция сотовой связи, которая также может насыщать спутниковый приемник.

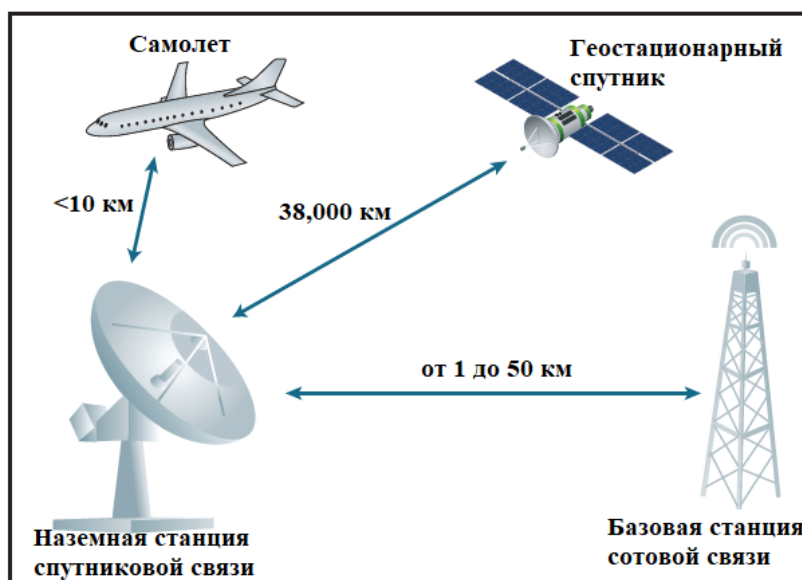


Рис. 2. Спутниковые помехи, создаваемые самолетами и сигналами сотовой связи

Стоит также рассмотреть помехи от соседних спутников. По мере запуска большего количества спутников интервал между слотами становится все более заполненным, и для многих геостационарных спутников расстояние составляет всего 2 градуса. В то же время количество портативных и мобильных терминалов стремительно растет. Эти два условия приводят к увеличению помех от соседних спутников. Помехи от соседних спутников нисходящей линии связи возникают, когда антенна наземной станции может видеть сигнал с нескольких спутников одновременно [3]. Это происходит, когда сигнал спутника плохо выровнен с целевой наземной станцией или из-за сигналов боковых лепестков, передаваемых со спутника (см. рис. 3).

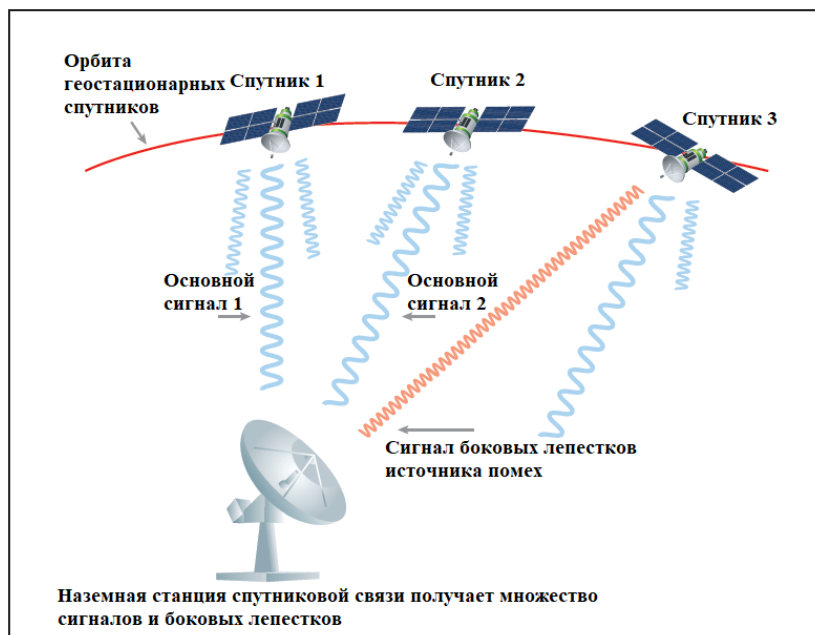


Рис. 3. Помехи от соседнего спутника

Существует множество способов решения проблемы помех в спутниковой связи. Один из них – использование широкополосных спутниковых систем, таких как *Ka*-диапазон или *V*-диапазон, которые могут передавать больше информации за единицу времени. Другой способ – использование специальных алгоритмов кодирования данных, таких как код Хэмминга, которые могут исправлять ошибки, возникающие из-за помех. Также может использоваться комбинация нескольких спутников для резервного канала связи, чтобы уменьшить влияние помех, или использование нескольких антенн на приемной стороне, которые позволяют избежать помех, исходящих из одного направления.

Устранение помех в спутниковой связи приведет к увеличению скорости, надежности и качества связи. Это особенно важно для приложений, таких как телекоммуникационные системы, системы управления навигацией, медицинские устройства и военные системы. Также избавление от помех позволит расширить географию использования спутниковой связи, в том числе в районах с высокой плотностью помех и в труднодоступных местах.

Список используемых источников

1. Сомов А. М., Корнев С. Ф. Спутниковые системы связи : учебное пособие для вузов / Под ред. А. М. Сомова. М. : Горячая линия–Телеком, 2012. 244 с.
2. Кокорева Е. В. Ключевые особенности мобильных систем 5G // Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом. 2022. С. 11–13.
3. Курангышев А. В., Дедушкин А. В., Казначеев А. В. Особенности распространения радиоволн на космических линиях связи // Молодой ученый. 2016. № 3 (107). С. 133–135.

УДК 621.371
ГРНТИ 49.33.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИТЕРАТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА С ДВУНАПРАВЛЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Р. Е. Кротов, А. И. Рыбаков

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассматривается эквалайзер с обратной связью на основе алгоритма Калмана для применения ионосферных каналов радиосвязи. В представленных материалах показано, что базовая производительность эквалайзера не позволяет достичь высокой помехоустойчивости для ионосферного радиоканала и то, как она ухудшается с увеличением порядка созвездия в амплитудной и фазовой манипуляции. Предложенный эквалайзер обеспечит значительное улучшение производительности по сравнению с обычным. Итеративный эквалайзер намного проще, чем турбоэквалайзер (широко используемый в ионосферной радиосвязи) по двум причинам: во-первых, структура прямой адаптации, используемая в фильтре Калмана, намного проще, чем структура косвенной адаптации, обычно используемая с турбоструктурами (особенно для модели с дробным интервалом - не требует обращения матрицы). Так же итеративная структура (обмен «жесткими» значениями) проще, чем турбоструктура (обмен «мягкими» значениями), поскольку последняя требует множества изменений для работы алгоритма адаптации в эквалайзере и декодере.

двухнаправленная структура, адаптивный эквалайзер, модель радиоканала, алгоритм Калмана.

Ионосферная радиосвязь в диапазоне коротких волн (от 3 до 30 МГц) сопряжена с множеством трудностей и проблем из-за сильных замираний в канале, особенно в высоких широтах, что затрудняет процесс восстановления исходной формы радиосигнала (основная функция эквалайзера). Условия работы эквалайзера усложняются в таких случаях, как при повышении скорости передачи данных (высокие порядки созвездия).

Различные типы калмановских фильтров в ионосферном радиоканале для средней скорости передачи данных предлагались многими исследователями [1].

Элефтериу и Фальконер предлагают такие алгоритмы адаптации как LMS [3] (метод наименьших квадратов), так и FRLS (быстрый рекурсивный метод наименьших квадратов) [2] с периодическим перезапуском. Они показывают, что алгоритм адаптации FRLS обеспечивает превосходные характеристики по сравнению с LMS в условиях быстрых замираний.

Большинство ошибок эквалайзера происходит из-за плохой надежности «жестких» решений выхода эквалайзера, которые влияют на процесс

адаптации. Основная идея турбоструктур заключается в итеративном обмене информацией («жесткой или мягкой») между декодером и эквалайзером.

Данные, возвращаемые декодером, намного надежнее, чем «жесткие» решения эквалайзера, и их достоверность повышается с каждой новой итерацией. Основное рассматриваемое авторами статьи – различие между итеративным и турбо заключается в типе оперируемых данных. Если используется жесткая информация, мы называем это итеративным, но известное выражение (турбо) используется с «мягкой» информацией. Следует считать, что в случае итерационной структуры используются те же эквалайзеры и декодеры, что и в обычных приемниках. Основное отличие, как объяснялось ранее, заключается в использовании данных, возвращаемых декодером, вместо «жестких» решений на выходе эквалайзера. Возвращенные данные из декодера должны сначала пройти через перемежитель, затем кодер и, наконец, модулятор. Итеративная структура оперирует декодированным сигналом, который является более достоверным и с помощью которого оценка битовых ошибок приводит к более высоким результатам адаптации эквалайзера. В случае эквалайзеров с обратной связью по решению использование выходных данных декодера хорошего качества вместо выходных решений эквалайзера усиливает подавление межсимвольной интерференции.

Структура турбоэквалайзера очень похожа на итеративную структуру, за исключением обмена «мягкими» значениями (LLR) вместо «жестких» решений. Обмен «мягкими» значениями требует некоторых модификаций как для эквалайзера, так и для декодера [2]. Так как оба они должны принимать на входе, так и предоставлять «мягкую» информацию на выходе (модули SISO). Кроме того, блок модулятора заменяется другим блоком, который принимает входные программные значения и предоставляет как среднее значение, так и дисперсию для закодированных символов. Наконец, структуру турбоэквалайзера можно рассматривать как последовательно соединенные модули SISO. Линейная MMSE с мягким подавлением межсимвольной интерференции в структуре турбокомпенсации предложена Роальдом Отнесом [5] для КВ радиоканала со средней скоростью передачи данных, расширяя область применения для высоких скоростей передачи данных [6].

В начале исследовалась производительность базового алгоритма Калмана с обратной связью, с детальной настройкой всех параметров эквалайзера, затем двунаправленная структура тестируется и успешно предотвращает падение производительности в более высоком созвездии. Наконец, итеративная структура позволяет добиться значительного повышения производительности (повышение помехоустойчивости примерно на 6 дБ при $1e^{-5}$ BER для модуляции 64QAM с использованием трех итераций).

Двунаправленный фильтр Калмана, сначала путем объединения прямой и обратной структур может быть получена более эффективная работа эквалайзера. В этом случае, эквалайзер будет работать в двух направлениях для каждого пакета данных, после чего будет выбран наилучший результат путем сравнения среднеквадратичной ошибки. СКО измеряется между «мягкими» и «жесткими» решениями на выходе эквалайзера.

На рис. 1 показана новая, двунаправленная, структура эквалайзера.

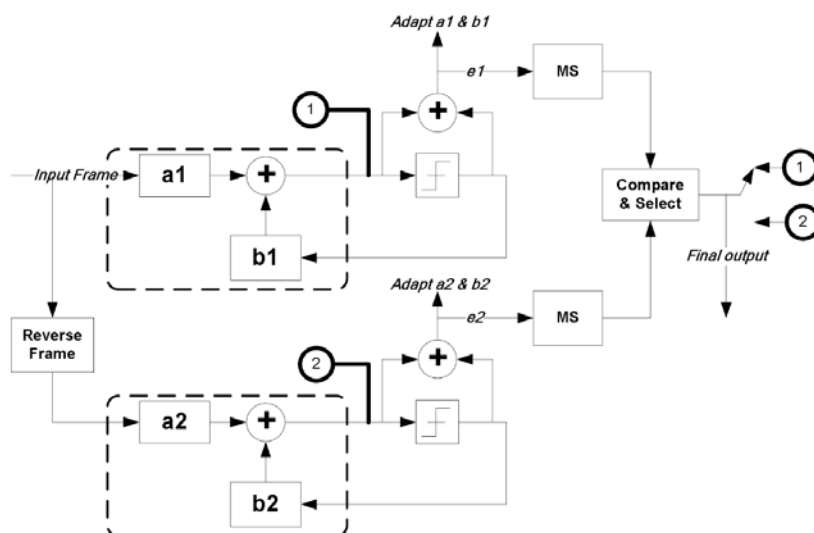


Рис. 1. Двунаправленная, структура эквалайзера

На рис. 2 представлены результаты работы двунаправленного эквалайзера – результаты лучше, чем для однонаправленной (прямой или обратной) структуры.

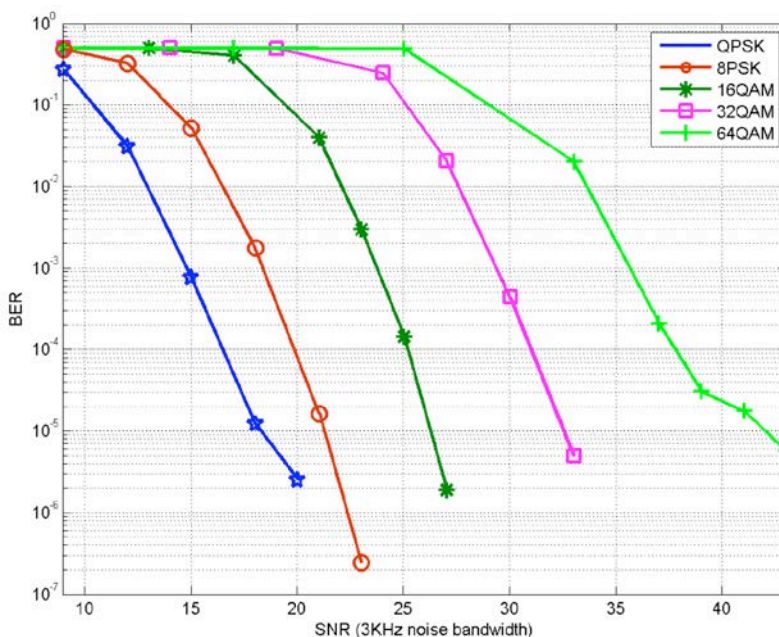


Рис. 2. Результаты работы двунаправленного эквалайзера

Результаты предыдущих моделирований показывают, что использование «жестких» решений в обратной связи значительно снижают качество сигнала на выходе эквалайзера [3], по сравнению с оптимальным эталонным режимом. Итеративная работа эквалайзера с декодированной информацией направлена на повышение качества «жестких» решений. Итеративная структура, очевидно, повысит сложность и задержку в эквалайзере, поскольку время выполнения каждой итерации ограничено необходимостью декодирования целого кадра с данными, в том числе, и декодирование перемежителя.

Структура такой системы представлена на рис. 3.

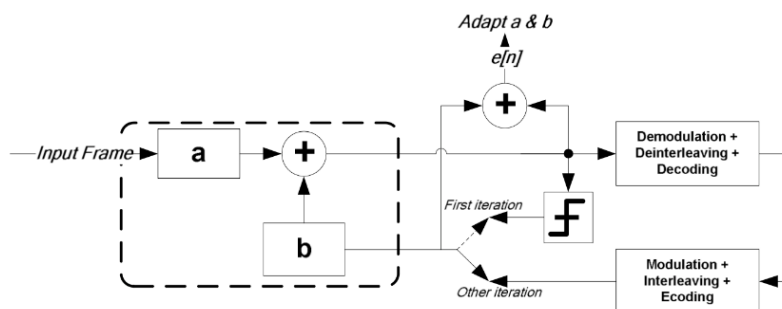


Рис. 3. Структура системы с фильтром Калмана

На рис. 4 показана производительность для эквалайзера с итеративной структурой для модуляции 64QAM в зависимости от количества итераций. Результаты моделирования показывают значительное улучшение. Нулевая итерация показывает количество битовых ошибок на уровне 10^{-3} , повышение итераций значительно уменьшает количество ошибок и повышает помехоустойчивость.

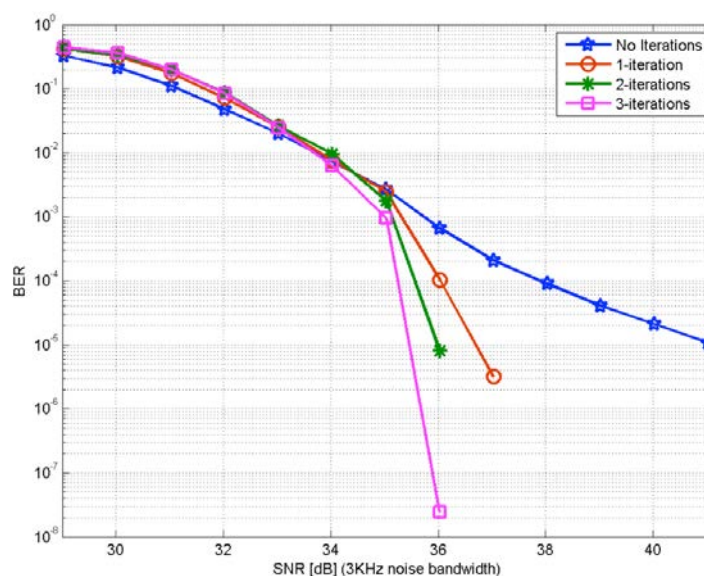


Рис. 4. Производительность для эквалайзера с итеративной структурой

Кривые с данными о количестве битовых ошибок (BER) для всех модуляций, применяя двунаправленную итеративную структуру алгоритма Калмана с обратной связью, представлены на рис. 5.

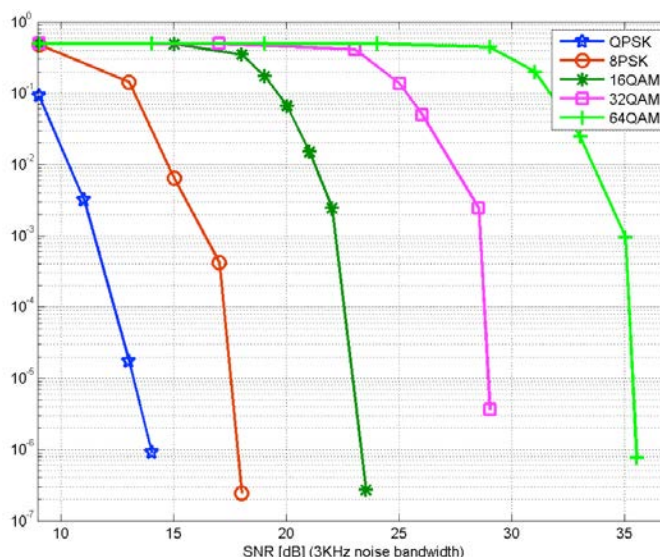


Рис. 5. Производительность для эквалайзера с итеративной структурой

Результатом проведенного моделирования итеративного эквалайзера в доказано, что базовая производительность эквалайзера не позволяет достичь высокой помехоустойчивости для ионосферного радиоканала и то, как она ухудшается с увеличением порядка созвездия в амплитудной и фазовой манипуляции. Двунаправленная структура успешно предотвращает падение производительности в более высоком созвездии и повышает общую производительность. Итеративная структура значительно повышает производительность (усиление примерно на 6 дБ при $1e^{-5}$ BER для 64QAM с использованием трех итераций).

Список используемых источников

1. Элефтери Е., Фэлконер Д. Д. Adaptive Equalization Techniques for HF Channels // Журнал IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Изд. 5. 1987. Февраль. С. 238–247.
2. Фэлконер Д. Д., Шейх А., Элефтери Е., Тобис М. Comparison of DFE and MLSE Receiver Performance on HF Channels // Журнал IEEE Transactions on Communications. Изд. 33. 1985. Май. С. 484–486.
3. Воробьев О. В., Рыбаков А. И. Вариант реализации двунаправленной связи в смс (системе метеорной связи). Описание программно-аппаратного комплекса смс // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании. VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция % сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2017. С. 128–136.
4. Хсу Ф. М. Square root Kalman filtering for high-speed data received over fading dispersive HF channels // Журнал IEEE Transactions on Information Theory. Изд. 28. 1982. Сентябрь. С. 753–763.

5. Р. Отнэс, Improved receivers for digital High Frequency communications: Iterative channel estimation, equalization, and decoding : тезисы к диссертационной работе, департамент телекоммуникаций, Норвежский университет наук и технологий, Трондейм (Норвегия), 2002. С. 321–332

6. Отнэс Р., Байер Н. Evaluation of turbo equalization for the highrate HF waveforms of STANAG 4539 // 9 международная конференция «HF Radio Systems and Techniques», июнь 2003. С.114–119.

Статья представлена научным руководителем, заведующим кафедрой PCuB СПбГУТ, кандидатом технических наук, профессором О. В. Воробьевым.

УДК 621.396.6
ГРНТИ 47.45.29

СПОСОБ СИНТЕЗА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Ю. А. Кудрявцева, Н. Г. Минаев, П. Н. Федоров

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Обеспечение связи в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки напрямую зависит от наличия точной априорной информации о направлении прихода полезного сигнала. В линиях связи с подвижными объектами зачастую отсутствует такая информация о полезном сигнале, либо содержит ошибки. Применение квазиоптимальных алгоритмов управления адаптивными антенными решетками позволяет снизить деструктивное влияние ошибок в априорных сведениях о направлении прихода полезного сигнала и решить задачу обеспечения связи с требуемым качеством.

адаптивная антенная решетка, квазиоптимальный алгоритм, оптимальный вектор весовых коэффициентов, управляющий вектор, целевая функция, дисперсия теплового шума, рекуррентный алгоритм управления антенной решеткой.

Задача синтеза алгоритмов управления адаптивной антенной решеткой (ААР) может быть сформулирована в виде задачи оптимизации целевой функции, вид которой определяется реализуемыми критерием оптимальности. Если в качестве критерия оптимальности определен максимум отношения мощности сигнала к суммарной мощности помех и шума (МОСП), то оптимальный вектор весовых коэффициентов (ВВК) имеет вид:

$$W_{\text{опт}} = \beta R_{xx}^{-1} V_y, \quad (1)$$

где β – нормирующий множитель, V_y – управляющий вектор, $R_{xx} = E$ – корреляционная матрица (КМ) входных сигналов антенной решетки, $X = S + P + \text{Ш}$; S , P , Ш – N -мерные векторы сигналов, помех и шума.

Оптимальный ВВК $W_{\text{опт}}$ формально можно рассматривать, как результат проецирования вектора V_y на пространство столбцов КМ R_{xx}^{-1} . При этом во всех случаях, когда ранг КМ $\text{rank}(R_{xx}) < N$, где N – число антенных элементов решетки, столбцы R_j КМ R_{xx}^{-1} квазиортогональные векторы помех P_k , то есть

$$R_j^{+P_k} = \alpha \delta_{jk}^2, \quad j = 1, N, k = 1, L,$$

где α – постоянный коэффициент, $\delta_{\text{ш}}^2$ – дисперсия теплового шума, L – число источников помех. Таким образом пространство столбцов КМ R_{xx}^{-1} квазиортогонально векторам помех P_k и глубина подавления помех будет пропорциональна дисперсии теплового шума [1].

При этом обращение матриц R_{xx} не единственный способ построение пространства, квазиортогонального или ортогонального вектора помех. Так, например, если $\text{rank}(R_{xx}) < N$, собственный вектор $(\theta_j(\lambda_{\min}))$ КМ R_{xx} , соответствующий минимальному собственному числу, ортогонален векторам помех:

$$\theta_j^{+(\lambda_{\min})P_k} = 0; \quad k = 1, L,$$

Известно, что собственный вектор $\theta_j(\lambda_{\min})$ не единственен, следовательно из различных векторов $\theta_j(\lambda_{\min})$ можно составить матрицу $B(\lambda_{\min})$, пространство столбцов которого будет ортогонально векторам помех. По аналогии с оптимальным решением получим квазиоптимальное:

$$W_{\text{копт}} = B(\lambda_{\min})V_y,$$

где $B(\lambda_{\min})$ – матрица, присоединенная к R_{xx} , V_y – управляющий вектор.

По аналогии с оптимальным решением присоединенную матрицу можно рассматривать, как проектор на шумовое подпространство. Присоединенная матрица $B(\lambda_{\min})$ может быть однозначно восстановлена по любому из собственных векторов $\theta_j(\lambda_{\min})$. Однако простой алгоритм восстановления $B(\lambda_{\min})$ имеет место только для теплицевых матриц R_{xx} , т. е. в том случае, когда ААР является линейной и эквидистантной [2].

В случае, когда $\text{rank}(R_{xx}) = 2$, т. е. присутствует только одна помеха, матрица является теплицевой и её восстановление осуществляется с помощью операторов, осуществляющий необходимость переустановки и комплексное сопряжение элементов вектора $\theta_j(\lambda_{\min})$. Тогда рекуррентный алгоритм восстановления $B(\lambda_{\min})$ будет содержать k -шагов, каждый из которых состоит из двух этапов:

1. Нахождение k -го приближения W_k к $\theta_j(\lambda_{\min})$;

2. Восстановление $B_k(\lambda_{\min})$ и построение $W_{\text{копт}}(k)$.

Таким образом, зная собственный вектор $\theta_j(\lambda_{\min})$, соответствующий минимальному собственному числу КМ R_{xx} , можно восстановить матрицу $B_k(\lambda_{\min})$ с помощью операторов f и вектора A , содержащего все нулевые элементы, кроме одного, значения которого определяем по теореме Виета.

Например, если известен 1-й столбец матрицы R_{xx} , то каждый j -й столбец $B(\lambda_{\min})$ определяется так:

$$B_j = f_{ij}B_j + A_j,$$

где B_j – j -й столбец матрицы $B(\lambda_{\min})$, f_{ij} заключается в перестановке компонент вектора $W_j(k+1)$, определяется с использованием выходного сигнала ААР, алгоритм инвариантен как к ошибкам вычислений, так и к различного рода реализационным погрешностям.

Сравнительный анализ способов построения пространства квазиортogonalного и ортогонального векторам помех показал:

1. Квазиоптимальный алгоритм обеспечивает практически полное подавление помех при малых значениях P_k , а глубина подавления помех не зависит от входного отношения помеха/шум.

2. Вычислительная сложность квазиоптимального алгоритма значительно ниже оптимального.

3. Квазиоптимальный алгоритм может использоваться для подавления «слабых» по отношению к дисперсии теплового шума помех в случае, когда адаптация ААР осуществляется при наличии нескольких полезных сигналов [3].

В случае, когда решение оптимизационной задачи выполняется по критерию, непосредственно не связанному с демодуляцией сигналов, достаточно широкий класс алгоритмов управления ААР можно представить в виде системы разностных (дифференцированных) уравнений:

$$W(k) = G\{W(k+1)\},$$

где $G\{W(k+1)\}$ – некоторый оператор.

В линейном случае ($G\{W(k+1)\}$ – линейный оператор) необходимым и достаточным условием сходимости алгоритма к оптимальному значению ВВК является асимптотическая устойчивость (1), которая обеспечивает выполнением неравенства $\lambda_{\max} < 1$ (λ_{\max} – максимальное собственное число оператора G). Однако в нелинейном случае асимптотическая устойчивость соответствующей линейной системы (системы первого приближения) не гарантирует устойчивость (1) при любых входных воздействиях. Применяя первый и второй методы Ляпунова, можно сформулировать устойчивость (1) для различных видов нелинейных операторов [4]. Однако в боль-

шинстве случаев требование абсолютной устойчивости является сравнительно слабым ограничением и легко учитывается при синтезе алгоритмов управления ААР.

Список используемых источников

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. Л. : ВАС, 1991. 135 с.
3. Гайдученко А. Б. Алгоритм определения угла прихода сигнала с помощью неэвидистантной антенной решетки // Журнал радиоэлектроники. 2002. № 1. 5 с.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1989. 440 с.

УДК 621.396.94

ГРНТИ 49.37.29

ОБЗОР МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ

А. Ю. Ларионов, О. А. Симонина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время все большую актуальность приобретают распределенные спутниковые системы. Однако для качественной работы они должны соответствовать строгим требованиям, в первую очередь к точной синхронизации. В случае, когда сигналы синхронизации генерируются локально на каждом из распределенных узлов сети, достижение стабильной координации по абсолютной фазе, частоте и времени является технически трудной задачей. Кроме того, спутниковые системы значительно ограничены в ресурсах, особенно это относится к небольшим спутникам, которые, как предполагается, станут важной частью будущих РСС. Таким образом, разработка точных, надежных и ресурсосберегающих методов синхронизации имеет важное значение для развития и дальнейшего продвижения распределенных спутниковых систем. Целью данного исследования является обобщение и классификация наиболее перспективных методов синхронизации в РСС.

спутниковые системы, синхронизация, беспроводная передача данных, связь.

Грамотный выбор метода синхронизации является актуальной задачей для нормального функционирования и развития распределенных спутниковых систем (РСС).

Методы синхронизации могут быть разделены на два основных типа с учетом критерия использования обратной связи от какого-либо из компонентов системы [1]:

1. Методы с замкнутым контуром синхронизации, в которых присутствует обратная связь от целевых узлов.

2. Методы с разомкнутым контуром, которые не требуют обратной связи от целевых узлов.

Групповая итеративная битовая обратная связь включает алгоритмы, при реализации которых распределенные узлы передачи изменяют свои параметры в соответствии данными, полученными от целевого узла.

Среди них наиболее известным алгоритмом является классическая однобитовая обратная связь (1BF), предложенная в [2]. При реализации этого метода синхронизация достигается путем применения независимых случайных фазовых сдвигов в каждом узле формирования луча. Целевой узел измеряет уровень принятого сигнала (RSS) и отправляет один бит данных, указывающий, является ли RSS лучше предыдущего значения. В зависимости от этого передатчики сохраняют или обновляют значение фазы. Основным минусом этого алгоритма является большое время сходимости, которое может быть улучшено путем применения двухбитной обратной связи (2BF) [3].

Дальнейшее развитие 1BF реализуется путем изменения временного промежутка между операциями изменения фазы, что позволяет сократить время синхронизации.

Итеративные алгоритмы битовой обратной связи подходят не для всех спутниковых систем из-за невысокой скорости конвергенции. Большое расстояние между спутниками подразумевает задержку в передаче данных, которая в сочетании с медленной синхронизацией делает непригодным применение итеративных алгоритмов обратной связи.

Методы расширенной обратной связи используют больше информации из обратной связи, а не несколько бит. Их можно разделить на три категории в зависимости от способа оценки канала передачи:

– Метод явной обратной связи, при котором каждый распределенный узел передает известную последовательность символов для оценки качества канала.

– Агрегированные методы расширенной обратной связи, при которых передатчики одновременно отправляют некоррелированные последовательности символов, используемые для оценки усиления каждого канала.

– Методы, основанные на взаимности, при которых передатчики отслеживают сигналы обратной связи по восходящей линии связи, посылаемые целевыми узлами, и используют их для автоматической оценки необходимого усиления канала нисходящей линии связи.

Эти алгоритмы оказались более производительными, чем методы битовой обратной связи, но ценой значительных накладных расходов на обратную связь. Например, алгоритм улучшенной обратной связи (E1BF) [4], использует информацию о фазах сигналов и применяется в дополнение к методу 1BF для обеспечения лучшей конвергенции и масштабируемости. Еще один алгоритм с использованием обратной связи, превосходящий 1BF по времени синхронизации, является попарным алгоритмом (PA) представленный в [5], он также сокращает количество необходимых операций синхронизации.

В тех случаях, когда к качеству синхронизации предъявлены жесткие требования рационально использовать подходы с расширенной обратной связью. Как например, в [6], при котором используется алгоритм распределенного градиентного изменения мощности и фазы сигнала в определенных последовательных временных интервалах. Алгоритм, предложенный в [7], представляет собой агрегированный метод расширенной обратной связи, основанный на 1BF и позволяющий каждому узлу оценивать отклик своего канала обратной связи. Аналогично в схеме, предложенной в [8], все распределенные узлы одновременно передают данные, которые целевой узел обрабатывает и отправляет вектор фазовой компенсации для достижения стабильной синхронизации. Однако при использовании этого метода сложностью является то, узлы передатчика используют кодовое разделение каналов (CDMA) для облегчения различения сигналов в приемнике. Улучшенная версия данного алгоритма предложена в [9].

Метод, основанный на синхронизации с обратным переключением по частоте (F-RT) представлен в [10]. В этой работе распределенная сеть, состоящая из нескольких узлов, достигает конвергенции путем непрерывной передачи трех немодулированных сигналов синхронизации в оба конца. Эта стратегия эффективна в высокодинамичных сетях. Однако в типичных многоручевых каналах дуплексирование с частотным разделением, присущее F-RT, генерирует невзаимные фазовые сдвиги, которые снижают производительность. Чтобы преодолеть данную проблему, в [11] предлагается прохождение сигнала синхронизации туда и обратно с определенным временным интервалом.

Вторым основным типом методов синхронизации в распределенных спутниковых системах являются алгоритмы с разомкнутым контуром обратной связи. В сценариях работы, где быстрая и надежная обратная связь от целевых узлов передачи невозможна, эффективным решением является использование методов синхронизации без обратной связи.

Один из самых простых способов выполнить синхронизацию без использования обратной связи – использовать архитектуру типа «ведущий-ведомый», где первичный узел передает сигнал синхронизации, а вторичные узлы используют этот сигнал для подстройки. При этом данный алгоритм

можно рассматривать как метод с обратной связью, если первичный узел не является частью DSS. Например, как в [12], когда все узлы получают сигнал синхронизации от ближайшего узла, который не обязательно является частью данной системы. Однако при этом каждый узел требует получения сведения о его положении относительно заранее определенной контрольной точки в пределах спутниковой системы. В [13] частотная и фазовая синхронизация достигается за счет привязки вторичных ретрансляторов к опорному сигналу, определенному контроллером после предварительной компенсации несоответствия фазы и задержки в распространении сигнала.

Решением, более устойчивым к отказам узлов передачи, чем основанные на архитектуре «ведущий-ведомый», является алгоритм так называемого распределенного консенсуса (DCA), предложенный в [14], при использовании которого каждый узел транслирует сигнал синхронизации всем соседним узлам. Таким образом, общий принятый сигнал в любом узле представляет собой суперпозицию сигналов синхронизации соседних узлов. Цель DCA состоит в том, чтобы использовать этот суммарный сигнал для синхронизации каждого их распределенных узлов передачи.

Другим алгоритмом без использования обратной связи, является двухсторонняя синхронизация (2WS), предложенная в [15]. Основная идея этого метода заключается в формировании двунаправленного сигнала синхронизации. С этой целью синусоидальный сигнал синхронизации передается в прямом и обратном направлении через все узлы, что позволяет им вычислить общую несущую, частоту и фазу, которые будут использоваться для формирования общего вектора синхронизации. В [16] предлагается более быстрая версия 2WS, использующая широкополосную беспроводную передачу, а также использует протокол Fast Open-loop, когда принимается во внимание только сигнал от двух соседних передатчиков и игнорируются прочие.

Метод с нулевой обратной связью или 0F – это алгоритм синхронизации, который предназначен для синхронизации сети без какой-либо обратной связи от целевых или прочих распределенных узлов [17]. Данный метод показывает себя достойно только при применении в небольшой сети спутников ввиду ограниченного радиуса действия.

Таблица 1 (см. ниже) содержит анализ алгоритмов синхронизации и краткие выводы об их применимости в РСС.

Исходя из вышеизложенного можно сделать вывод о том, что методы [8, 9] являются наиболее перспективными из рассмотренных. Методы E1BF [4], PA [6], [7], F-RT [10], T-RT [11], «Ведущий-ведомый» [12, 13], DCA [14], 2WS [15, 16] применимы, но с необходимостью учитывать некоторые внешние факторы, а также конфигурацию распределенной спутниковой системы в которой они будут применяться. Применение методов 1BF [2], 2BF [3], D1BF [3], [5], 0F [17] в РСС затруднительно.

ТАБЛИЦА 1. Анализ алгоритмов синхронизации

Классификация алгоритма синхронизации	Метод синхронизации	Целевой параметр	Особенности применения в РСС
Замкнутый контур, битовая ОС	1BF [2], 2BF [3] D1BF [3]	Фаза	Применение в РСС затруднительно ввиду низкой скорости синхронизации
Замкнутый контур, расширенная ОС	E1BF [4]	Частота и фаза	Можно использовать в РСС при небольшом расстоянии между спутниками.
	[5]	Фаза	Применение в РСС затруднительно ввиду низкой скорости синхронизации
	PA [6]	Частота и фаза	Можно использовать в РСС, однако имеются ограничения по масштабируемости
	[7]	Фаза	Применим для РСС, может привести к формированию некоторых задержек
	[8, 9]	Частота и фаза	Применим для РСС
	F-RT [10], T-RT [11]	Частота и фаза	Применим для РСС при условии того, что можно обеспечить качественную передачу опорного сигнала синхронизации между всеми узлами РСС
Открытый контур	«Ведущий-ведомый» [12, 13]	Частота и фаза	Применим для РСС, требует точных данных о расстоянии между спутниками
	DCA [14]	Частота	Применим для РСС при условии, что все узлы находятся в зоне покрытия друг друга
	2WS [15, 16]	Частота и фаза	Применим для РСС несмотря на некоторые проблемы с масштабируемостью
	0F [17]	Частота и фаза	Применение в РСС затруднительно ввиду низкой скорости синхронизации

Список используемых источников

1. Рекомендация МСЭ-R S.1709-1. Технические характеристики радиоинтерфейсов для глобальных широкополосных спутниковых систем (Вопрос МСЭ-R 269/4).
2. Mudumbai R. et al. Distributed beamforming using 1 bit feedback: from concept to realization // Proceedings of the 44th Allerton conference on communication, control and computation. 2006. V. 8. PP. 1020–1027.
3. Thibault I., Corazza G. E., Deambrogio L. Random, deterministic, and hybrid algorithms for distributed beamforming // IEEE, 2010. PP. 221–225.
4. Tushar W. et al. Distributed transmit beamforming: Phase convergence improvement using enhanced one-bit feedback // IEEE, 2012. PP. 528–532.
5. Jeevan P. et al. Pairwise algorithm for distributed transmit beamforming // 2008 IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2008. PP. 4245–4249.

6. Kumar A., Mudumbai R., Dasgupta S. Scalable algorithms for joint beam and null-forming using distributed antenna arrays // 2014 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2014. PP. 4042–4047.
7. Goguri S. et al. A class of scalable feedback algorithms for beam and null-forming from distributed arrays // IEEE, 2016. PP. 1447–1451.
8. Brown D. R. et al. Receiver-coordinated zero-forcing distributed transmit nullforming // 2012 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP). IEEE, 2012. PP. 269–272.
9. Brown D. R., David R., Bidigare P. Improving coherence in distributed MISO communication systems with local accelerometer measurements // IEEE, 2015. PP. 1–6.
10. Brown D. R., Prince G. B., McNeill J. A. A method for carrier frequency and phase synchronization of two autonomous cooperative transmitters // IEEE, 2005. PP. 260–264.
11. Brown III D. R., Poor H. V. Time-slotted round-trip carrier synchronization for distributed beamforming // IEEE Transactions on Signal Processing. 2008. V. 56. No. 11. PP. 5630–5643.
12. Ochiai H. et al. Collaborative beamforming for distributed wireless ad hoc sensor networks // IEEE Transactions on Signal Processing. 2005. V. 53. No. 11. PP. 4110–4124.
13. Barriac G., Mudumbai R., Madhow U. Distributed beamforming for information transfer in sensor networks // IEEE, 2004. PP. 81–88.
14. Rahman M. M., Dasgupta S., Mudumbai R. A distributed consensus approach to synchronization of RF signals // 2012 IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP). IEEE, 2012. PP. 281–284.
15. Preuss R. D., Brown III D. R. Two-way synchronization for coordinated multicell retrodirective downlink beamforming // IEEE Transactions on Signal Processing. 2011. V. 59. No. 11. PP. 5415–5427.
16. Xie N. et al. Fast open-loop synchronization for distributed downlink beamforming // 2013 47th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS). IEEE, 2013. PP. 1–6.
17. Bletsas A., Lippman A., Sahalos J. N. Simple, zero-feedback, distributed beamforming with unsynchronized carriers // IEEE journal on selected areas in communications. 2010. V. 28. No. 7. PP. 1046–1054.

УДК 629.783

ГРНТИ 89.29.55

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ В СПУТНИКОВОМ КАНАЛЕ

А. Н. Ликонцев, Д. А. Нев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Помехоустойчивость – одна из важнейших характеристик сигнала. От этого параметра зависит не только правильный прием, но и передача сообщения. На сегодняшний день ни одна отрасль связи не обходится без способов помехоустойчивости сигнала.

В статье рассматриваются причины возникновения помех в спутниковых каналах, понятие помехоустойчивости и её повышения за счёт применения различных методов. Для решения проблемы в среде MATLAB создан спутниковый канал. Главной его задачей является тестирование взаимодействия сигнала с помехами и противодействия им.

помехоустойчивость, спутниковый канал, MATLAB.

Помехоустойчивость в радиосвязи играет важную роль, поскольку с её помощью растёт вероятность безошибочного приёма сообщений. Помехи могут исходить от различных источников, включая радиоволны, электромагнитные поля и другие факторы окружающей среды. Без должного внимания эти источники могут вызвать искажение или прерывание сигнала, что приведет к искаженным или неполным сообщениям.

Причины появления помех в спутниковых системах, следующие:

- человеческий фактор – причина появления несанкционированных несущих и помех. Такие помехи появляются на этапе ввода новых спутниковых сетей и сопровождаются увеличением количества спутников. Решение – круглосуточный контроль за системой;

- преднамеренные помехи;

- помехи, связанные с наземным оборудованием. Возникают из-за отклонения характеристик оборудования, влияния со стороны других сетей, неисправностей, нелинейной работы передатчиков, пересечения с сотовыми системами связи. Наиболее критичной неисправностью является режим работы оборудования, при котором канал связи работает с требуемыми параметрами и одновременно является источником побочных излучений в широкой полосе частот;

- помехи от соседних спутников: помехи вследствие ошибок установки смежных спутниковых сетей и помехи, связанные с незавершенностью координации смежных спутниковых сетей;

- внеполосные излучения – вся мощность, излучаемая на частотах внеполосного спектра.

- метеоусловия – помехи от осадков и облачности, отражения от воды [1].

Современная спутниковая связь использует различные методы для повышения помехоустойчивости. Например, использование схем модуляции более высокого порядка, таких как квадратурная амплитудная модуляция, которая может передавать больше данных в той же полосе пропускания. Методы расширения спектра, такие как скачкообразная перестройка частоты и прямая последовательность распространения спектра, используются для распространения сигнала в более широком диапазоне частот, что делает его более устойчивым к помехам. Кроме того, адаптивное кодирование и модуляция могут использоваться для динамической настройки схемы кодирования и модуляции на основе отношения сигнал/шум. А также

на практике часто применяется прямая коррекция ошибок (FEC) для уменьшения влияния шума на передачу данных [2].

Для реализации способов улучшения помехоустойчивости была разработана модель в MATLAB (рис. 1) с возможностью гибкого внесения помех различного рода. В последствии планируется использовать эту модель для сравнительного анализа влияния помех в спутниковом канале и поиска наиболее оптимального способа борьбы с ними.

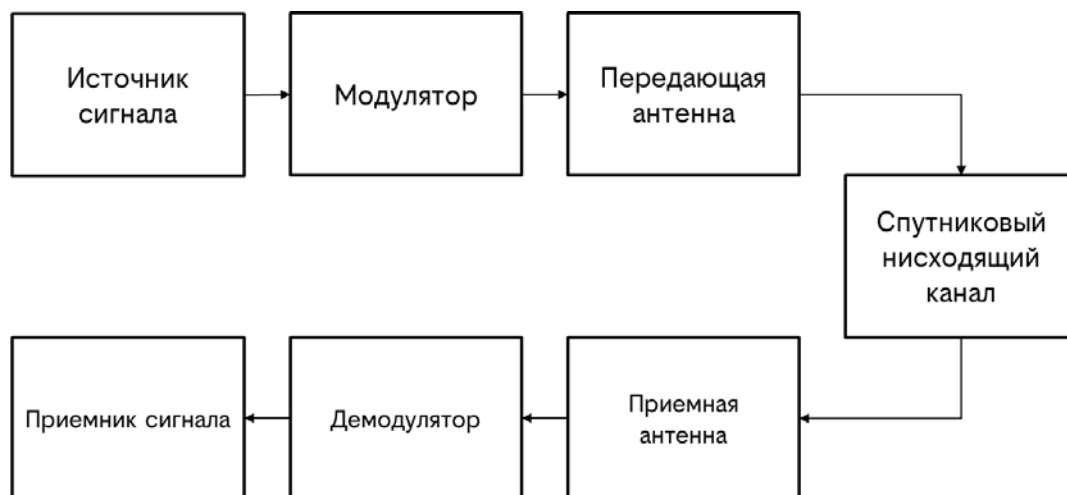


Рис. 1. Структурная схема модели линии спутниковой связи

Модель представляет из себя линию спутниковой связи, состоящую из спутникового передатчика, путь от спутника к Земной станции и приемника на наземной станции.

- Блок спутникового передатчика включает в себя: источник сигнала, модулятор и передающую антенну.
- В спутниковом нисходящем канале происходит ослабление сигнала потерями при распространении в свободном пространстве, а также появляется Допплеровская ошибка.
- Приёмник на Земной станции состоит из приемной антенны, демодулятор, а также сам приёмник.

Модель выводит спектры переданного и принятого сигналов (рис. 2, см. ниже), посредством сравнения которых можно просматривать эффект следующих ухудшений линии связи: Рост спектральной составляющей, вызванный нелинейностью усилителя высокой частоты; тепловой шум и мерцание фазы.

Модель иллюстрирует модуляционные созвездия принятого сигнала (рис. 3, см. ниже), а также переданного сигнала (рис. 4, см. ниже) до и после усилителя высокой частоты (УВЧ), что позволяет оценить совместное воздействие и нелинейности УВЧ и цифрового предварительного искажения.

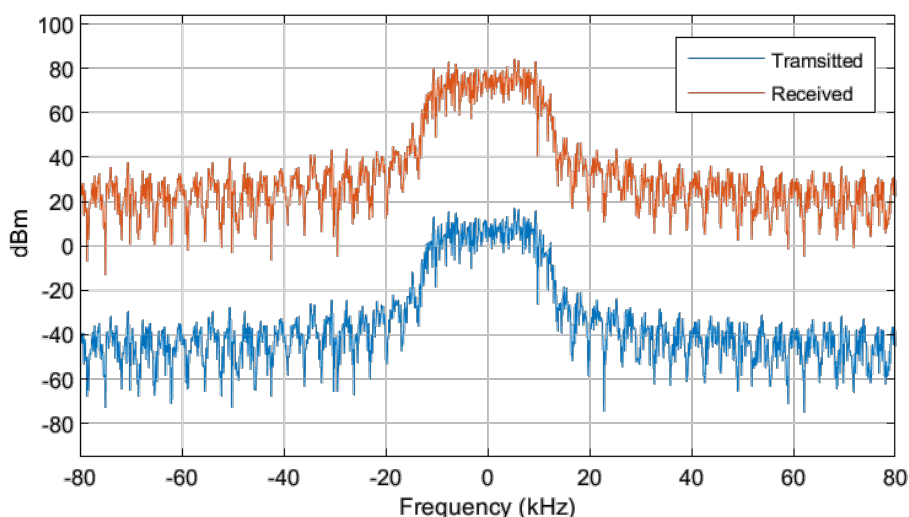


Рис. 2. Оценка переданного и принятого частотного спектра сигнала

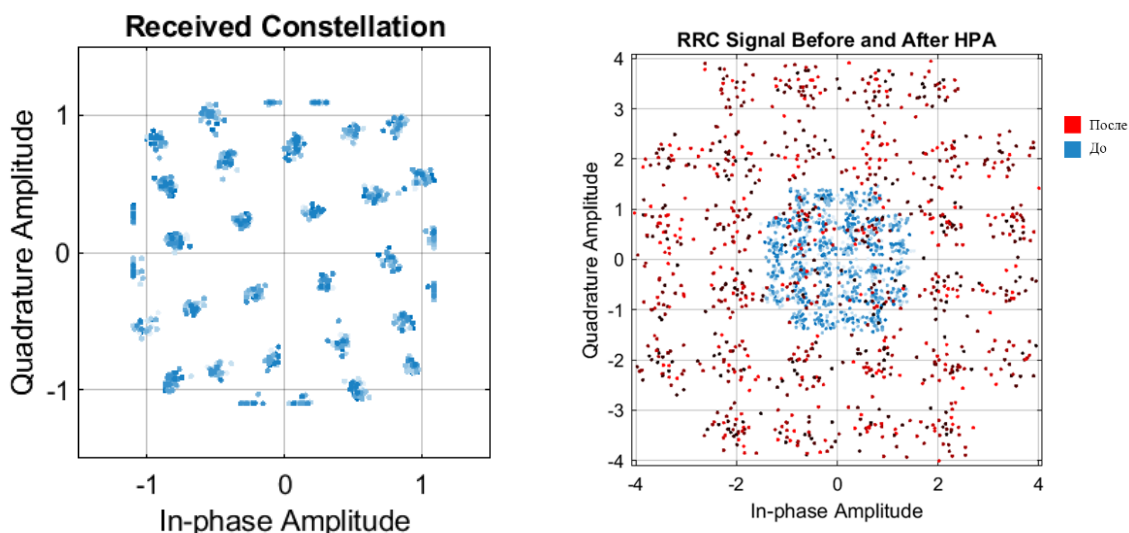


Рис. 3. Модуляционное созвездие на приёмнике

Рис. 4. Модуляционное созвездие на приёмнике

Модуляционное созвездие принятого сигнала наглядно показывает, что определение позиции точек созвездия устойчивы к различного рода помехам.

Как видно из рис. 4, после УВЧ расстояние между точками созвездия увеличилось, что повышает эффективность работы решающего устройства.

Данная модель позволяет подстраивать выходные характеристики передатчика для различных шумовых условий, которые также подлежат гибкой настройке. Что в свою очередь способствует подбору комбинации модуляции, кодирования и усиления антенны для конкретной спутниковой линии. Выполняется процесс оптимизации сигнала для передачи при определенной шумовой составляющей, снизив её влияние. Благодаря этому достигается максимальная результативность работы спутниковой системы.

Список используемых источников

1. Калинин В. С., Белов С. П. Обзор источников помех в спутниковых системах связи // Научный результат. Информационные технологии. 2022. Т. 7. № 3. С. 3–13.
2. Журавлёв Д. В. Основы современной радиоэлектроники : учеб. пособие. М. : ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013. 152 с.

УДК 621.396.13
ГРНТИ 49.33.01

О МЕТОДАХ ОПТИМИЗАЦИИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ ИЗГОТОВЛЕНИЯ УНИКАЛЬНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

А. Н. Ликонцев, В. А. Осипова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассматриваются методы оптимизации производственных процессов изготовления радиотехнических изделий. В настоящее время уникальные радиотехнические системы создаются единичными экземплярами или малыми сериями, следствием этого становится длительный производственный цикл их изготовления и высокая стоимость. С целью увеличения объемов производства, повышения качества продукции, снижения трудозатрат и сокращения издержек применяются различные методы оптимизации, суть которых заключается в повышении эффективности производства. В статье анализируются методы оптимизации производственных процессов, а также предлагается модернизация процессов с целью получения наилучших результатов не только в рамках отдела, но и производственной компании в целом.

оптимизация производственных процессов, снижения трудозатрат, повышение эффективности производства.

Процессы проектирования и производства современных радиотехнических изделий представляют собой целый комплекс разноплановых задач разного уровня сложности и требуют значительных материальных и временных затрат. Жесткая рыночная конкуренция и постоянное улучшение характеристик разрабатываемых устройств приводит к необходимости сокращения срока проектирования и производства изделий следующих поколений. Поскольку наиболее трудоемкой является ручная работа, и отказаться от этого полностью невозможно, то её использование следует сократить до минимально возможного уровня. С этой целью при разработке документации применяют различные системы автоматизированного проектирования.

Производство уникальных радиотехнических изделий отличается от серийного и массового производства в первую очередь количеством изготавливаемых изделий. И очевидно, что для подготовки производства при изготовлении нескольких деталей требуется столько же времени, что и при изготовлении крупной партии тех же изделий: время написание программы обработки детали, время разработки и изготовления специальной оснастки, время переналадки и настройки станка не зависит от количества изделий в партии. Но его можно сократить, применяя унификацию изделий, то есть использование во вновь разрабатываемых и модернизируемых группах изделий ранее спроектированных, освоенных в производстве или впервые разработанных одинаковых и повторяющихся составных частей [1]. Этот метод не новый, подробно описан в ГОСТ 23945.0-80, но его актуальность не снижается до сих пор.

Еще одним методом оптимизации производственных процессов является система бережливого производства. Эта система появилась в Японии в середине XX века и способствовала тому, что японская промышленность стала одной из самых эффективных в мире. Система бережливого производства может успешно применяться в любой сфере, но наиболее популярна в производстве.

Бережливое производство – это философия в менеджменте, смысл которой заключается в создании большей ценности для потребителя за счёт меньших усилий компании. И такое определение наилучшим образом раскрывает смысл оптимизации производства, то есть увеличение отношения полученного результата к затраченным усилиям. В основе данной методики лежит постоянное улучшение процессов и стремление сократить потери любого рода, например, энергии, времени, таланта. Потери здесь рассматриваются как любое действие, которое не создает ценности для потребителя, но потребляет ресурсы. Не только на производстве, но и в любой работе и даже в повседневной жизни можно выделить восемь основных видов потерь:

- Дефекты. Исправление дефектов не повышает ценность готового продукта.
- Перепроизводство. Создаются дополнительные документы и выполняются лишние задачи, информация дублируется в нескольких документах. Например, печатаются ненужные копии документов или копируются идентичные задачи для нескольких сотрудников.
- Ожидание. Теряется время на ненужную или длительную координацию работы, идей, решений.
- Транспортировка. Материалы, документы, люди перемещаются неэффективно.
- Запасы. Хранение запасов потребляет ресурсы, но не добавляет стоимости изделию.

- Лишние движения. Тратятся силы и время на ненужные движения. Например, на хождение в соседний кабинет, чтобы распечатать документы.
- Излишние процессы. Перепроверяется готовая работа сотрудников, которую можно не проверять. Получение слишком большого количества подписей и согласований.
- Неиспользуемый талант. Недооценивается потенциал сотрудников: оценивается только результаты их механической работы, которая не раскрывает их талантов [2].

Для снижения потерь система бережливого производства использует одиннадцать различных инструментов, наиболее распространены следующие из них:

- Система 5S. Технология создания эффективного рабочего места. Цель 5S – наведение порядка на рабочем месте, поддержание чистоты и укрепление дисциплины. Включает пять принципов организации рабочего пространства: сортировка, рациональное расположение, уборка, стандартизация и совершенствование. Эта система устраняет потери из-за лишних этапов обработки, отходов, ненужных перемещений, брака и ожидания [3]. Цели 5S – снизить количество несчастных случаев, повысить уровень качества продукции и уменьшить количество дефектов, создать комфортный психологический климат и стимулировать желание работать, унифицировать и стандартизировать рабочие места, повысить производительность труда за счет сокращения времени, необходимого на поиск предметов внутри рабочего места [4].

- Система JIT (*Just in Time*). «Точно в срок» – система, при которой все компоненты поступают в тот момент, когда они необходимы. Работу организуют так, чтобы не возникало простоя персонала, не нужны были запасы. Система успешно применяют как в производстве, в логистике, так и в других отраслях, устраняет потери из-за перепроизводства, лишних запасов, потери при ненужной транспортировке, потери времени из-за ожидания.

- Дзидока. Группа методов, направленных на борьбу с дефектами, необходимостью переделывать, отходами, браком, в том числе из-за человеческого фактора. В быту известна как «защита от дурака».

- Вытягивающее поточное производство (*Pull Production*). При таком подходе объёмы продукции на каждом производственном этапе определяются только потребностями следующих этапов. А на финальном – потребностями заказчика. Устраняет потери из-за перепроизводства, лишней обработки, ненужной транспортировки, лишних запасов и ожидания.

- Визуализация. Заключается в том, чтобы сделать работу наглядной. Включает методы визуализации – оконтуривание и цветовая маркировка.

- Картирование потока создания ценности – это формирование простой и наглядной графической схемы, показывающей все шаги, необходимые для производства товара или предоставления услуги. Для каждого этапа

считается потребность в ресурсах и времени. Картирование потока устраняет потери из-за лишних этапов обработки, из-за ненужных перемещений, из-за ожидания.

- QFD-анализ. Метод на стыке инженерии и маркетинга. Пожелания и ценности клиентов трансформируют в функции и свойства продукта. QFD-анализ помогает снизить потери за счет функций продукта, которые не создают ценности для клиентов [3].

Другие инструменты узкоспециализированы для конкретных задач или видов производств, управления проектами, для ухода за оборудованием.

Внедрение инструментов бережливого производства нужно для улучшения уже функционирующие процессы. Цель изменений – получение большей экономической эффективности производства за счёт гармоничного сочетания ресурсов, технологий компании и потребностей рынка.

В результате выявления и оценки потерь времени был разработан метод оптимизации процесса разработки документации на вновь разрабатываемые уникальные радиотехнические комплексы в отделе главного технолога ООО «СТЦ». Особенностью разработки технологической документации, не позволяющей использовать специальные программы автоматизации типа «Вертикаль», являются сжатые сроки и внесение изменений в состав изделия в процессе согласования конструкторской документации. Предложенные изменения процесса разработки заключаются в следующем:

- Разработка технологической документации начинается сразу после внесения в конструкторскую документацию последних исправлений и ведется одновременно с её утверждением. Последовательность этапов разработки документации показана на рис. 1 и 2. После закладки чертежей в архив уже есть возможность оценить трудозатраты.

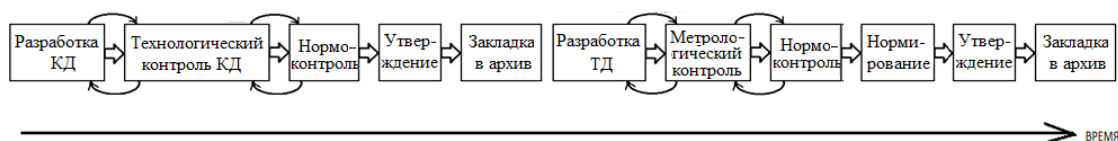


Рис. 1. Этапы разработки комплектов документации

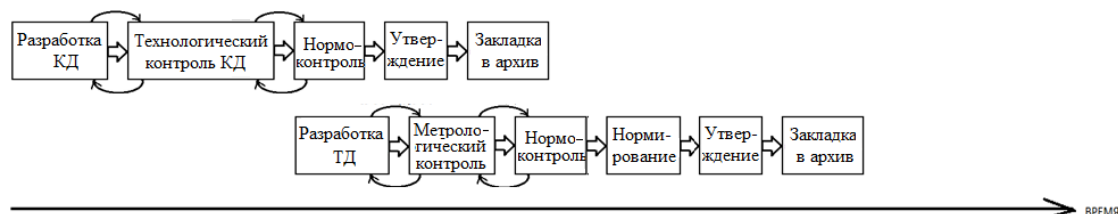


Рис. 2. Этапы разработки комплектов документации с применением инструментов бережливого производства

• Применение для разработки технологической документации модернизированной программы Excel, использующей макросы и надстройки, позволяет автоматизировать написание типовых операций, а также отслеживать изменения в конструкторской документации и вносить корректировки сразу во все документы комплекта. Фрагмент скриншота рабочего файла показан на рис. 3.

• Применение модулей программы Python позволяют автоматизировать оформление маршрутных карт. В качестве отчёта программа формирует готовый технологический документ, имеющий формат и заполнение полей согласно ГОСТ единой системы технологической документации. Алгоритм разработки технологической документации показан на рис. 4.



Рис. 3. Скриншот рабочего файла



Рис. 4. Алгоритм разработки технологической документации

Таким образом, оптимизация позволила:

- Снизить потери времени на ожидание;
- Снизить потери времени при исправлении дефектов;
- Ускорить оформление маршрутных карт;
- Использовать талант сотрудников, так как разработкой программы занимается сотрудник технологического отдела, начинавший работать в ООО «СТЦ» простым технологом, а усовершенствованием программы – все сотрудники отдела.

Бережливое производство интересно тем, что вовлекает всех сотрудников в постоянное совершенствование, при этом сами инструменты системы просты и понятны. В результате каждый сотрудник видит, что его работа и время ценится, и что своим трудом он способен влиять на результаты работы компании в целом.

Список используемых источников

1. ГОСТ 23945.0-80 Унификация изделий. Основные положения. М. : Издательство стандартов, 1991, III, 8 с.
2. Бережливое производство в жизни: как перестать терять время и ресурсы // РБК Тренды. URL: <https://trends.rbc.ru/trends/education/5ea9ae9b9a79475f3a65908c> (дата обращения 24.02.2023).
3. Рассказываем о бережливом производстве – системе, которая помогла трансформировать Японию // Skillbox Media. URL: <https://skillbox.ru/media/management/rasskazyvaem-o-berezhlivom-proizvodstve-sisteme-kotoraya-pomogla-transformirovat-yaponiyu/> (дата обращения 24.02.2023).
4. 5S // Википедия. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/5S> (дата обращения 26.02.2023).

УДК 621.396.13

ГРНТИ 49.43.29

**РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ
ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОНФИГУРАЦИЙ ММО СИСТЕМ
В УСЛОВИЯХ РАЗЛИЧНЫХ ЗАМИРАНИЙ****А. Ж. Лялина**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

На сегодняшний момент наиболее перспективным способом увеличения пропускной способности беспроводной системы связи является пространственное уплотнение. В настоящей статье будет представлен результат разработки программы, позволяющей моделировать ММО-системы различных конфигураций. С ее помощью могут быть изучены методы обнаружения ММО-систем, определена степень влияния замираний разного рода на передачу, а также оценена эффективность совместного использования известных методов пространственно-временного кодирования и сигнально-кодовых конструкций. Результат разработки может быть полезен как с исследовательской точки зрения, так и при проектировании наиболее оптимальных телекоммуникационных систем.

*ММО, ZF, MMSE, ML, ПВК, СКК, замирания.***О ММО, ПВК и СКК**

В современных системах передачи в целях увеличения помехоустойчивости и спектральной эффективности систем широко применяется технология ММО. Она основана на использовании N_T передающих и N_R приемных

антенн и обеспечении работы за счет мультиплектора на передаче, демультимплектора на приеме и приемника максимального правдоподобия на приемной стороне [1].

Математическая модель принимаемого сигнала системы ММО на приемной стороне имеет вид:

$$y = Hs + n,$$

где $y = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$ – полученный вектор, $s = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$ – вектор передаваемого сигнала, $n = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$ – вектор аддитивного белого гауссовского шума.

Матрица канала определяется выражением:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}.$$

Использование пространственно-временного кодирования предоставляет дополнительную возможность борьбы с замираниями в каналах связи [2]. Известно две группы методов ПВК в каналах ММО [3]:

- Пространственно-временное решетчатое кодирование.
- Пространственно-временное блочное кодирование.

В современных системах также широко применяются сигнально-кодовые конструкции. Их показатели эффективности имеют следующий вид:

$$\beta = \beta_M + \Delta\beta_K,$$

$$\gamma = \gamma_M \gamma_K = \frac{2R \log m}{n},$$

где β_M и γ_M – показатели эффективности системы модуляции (модема); $\Delta\beta_K$ – энергетический выигрыш кодирования (кодека); n – длина последовательности; γ_K – частотная эффективность кодека; R – скорость кодирования; m – количество значений входного алфавита.

Как видно из расчетов, применение сигнально-кодовых конструкций позволяет получить выигрыш, как минимум, по одному из показателей, не ухудшая при этом другой. В лучшем случае может достигаться улучшение показателей, как по энергетической, так и по частотной эффективности.

Среди всех методов СКК наиболее простыми являются решетчатые СКК, которые формируются в результате решетчато-кодовой модуляции. Этот способ позволяет добиться повышения скорости передачи с сохранением помехоустойчивости. Однако, при сравнении показателей метода на основе РКМ с предельно достижимыми значениями, определяемыми границей Шеннона, данный метод оказывается далек от идеала.

В связи с этим, применяют другой вид СКК – многоуровневую кодовую модуляцию. Его показатели гораздо лучше, чем у РКМ, но сам метод предполагает использование более сложной реализации алгоритма декодирования с большим количеством компонентных декодеров.

В сравнении всех методов СКК метод кодовой модуляции с битовым перемежением оказывается наиболее предпочтительным. Он незначительно уступает методу МКМ по показателям, но позволяет использовать эффективные коды и стандартные декодеры с мягким входом при обеспечении той же спектральной эффективности.

Методы детектирования ММО

Все известные методы детектирования ММО можно разделить на три группы: оптимальный метод (метод максимального правдоподобия), субоптимальные линейные методы (Zero Forcing и по критерию минимума среднеквадратической ошибки) и сферические декодеры.

Метод максимального правдоподобия обладает наилучшими характеристиками, однако не может быть реализован в связи с чрезвычайно высокой вычислительной сложностью.

В случаях, когда требуется наиболее высокая производительность, наиболее перспективными на данный момент считаются сферические методы детектирования – они достигают производительности метода МП, однако менее ресурсозатратны.

Оценка по методу ZF может быть представлена в виде [4]:

$$\hat{s}_{ZF} = \arg \min_{s \in C^{N_T}} \|y - Hs\|^2.$$

Это выражение можно привести к виду:

$$\hat{s}_{ZF} = W_{ZF}^H y = s + W_{ZF}^H n,$$

где $W_{ZF}^H = H^+(H^H H)^{-1} H^H$ представляет собой псевдоинверсию H Мура Пенроуза.

Оценку по методу МСКО можно представить в виде:

$$\hat{s}_{MMSE} = \arg \min_{s \in C^{N_T \times N_R}} E \|W^H y - s\|^2.$$

За счет различных преобразований выражение на выходе принимает вид:

$$\hat{s}_{MMSE} = W_{MMSE}^H y = \left(H^H H + \frac{N_0}{E_s} I \right)^{-1} H^H r.$$

Канал с замираниями

Замирания можно разделить на две группы [5]:

- Классические распределения.
- Обобщенные распределения.

Все классические распределения замираний являются частными случаями обобщенных. К ним относят распределения: Реллея, Райса, Накагами и др.

Модель канала с замираниями Релея [6]:

$$h = (\text{randn}(Nr, Nt) + 1j * \text{randn}(Nr, Nt)) / \sqrt{(2)}.$$

Модель канала с замираниями Райса:

$$h = \sqrt{(K/(1 + K))} * \text{ones}(\text{size}(h)) + \sqrt{(1/(1 + K))} * H.$$

Модель канала с замираниями Накагами:

$$h = \sqrt{\text{sum}(\text{abs}\left(\frac{\text{randn}(Nr, Nt, m)}{\sqrt{2 + m}}\right)^2, 3)) + 1j * \text{sum}(\text{abs}\left(\frac{\text{randn}(Nr, Nt, m)}{\sqrt{2 + m}}\right)^2, 3))}.$$

Разработка программы

Разработанная программа позволяет моделировать различные каналы связи системы MIMO со спектрально-кодowymi конструкциями и пространственно-временным кодированием.

Каждая модель канала включает в себя блок формирования сигнално-кодowych конструкций, блок формирования пространственно-временного сигнала и блок генерации мелкомасштабных замираний. Параметры конфигурации настраиваются в отдельном блоке. На рис. 1 представлена одна из моделей программы.

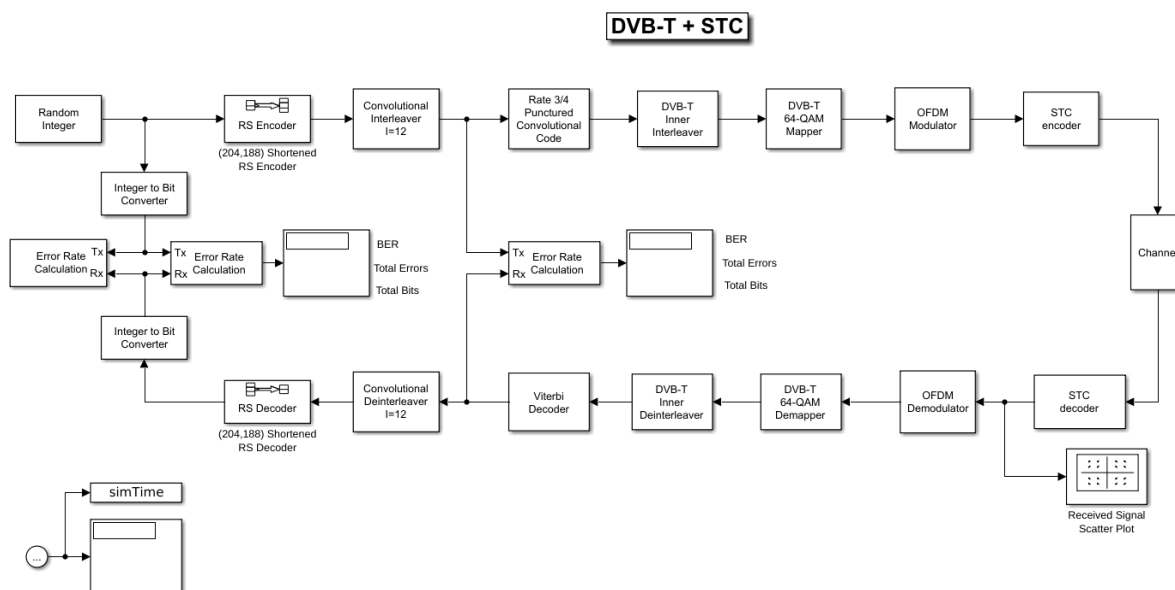


Рис. 1. Модель канала СКК + ПВК, где в качестве СКК выступает стандарт DVB-T, а в качестве ПВК – OSTBC4 со скоростью кода 3/4

Преимущества разработанной программы:

- Позволяет устанавливать практически любые параметры канала: конструкцию СКК, код ПВК, количество антенн, отношение сигнал-шум, метод приема, вид и параметры замирования в канале передачи и т. п.
- Предоставляет удобные средства для анализа результатов: строит необходимые графики, созвездия и спектры.

Анализ результатов моделирования

На рис. 2 представлены результаты моделирования каналов связи с СКК кодами с ПВК кодированием и без него. По полученным результатам легко заметить, что применение СКК действительно позволяет многократно улучшить эффективность системы.

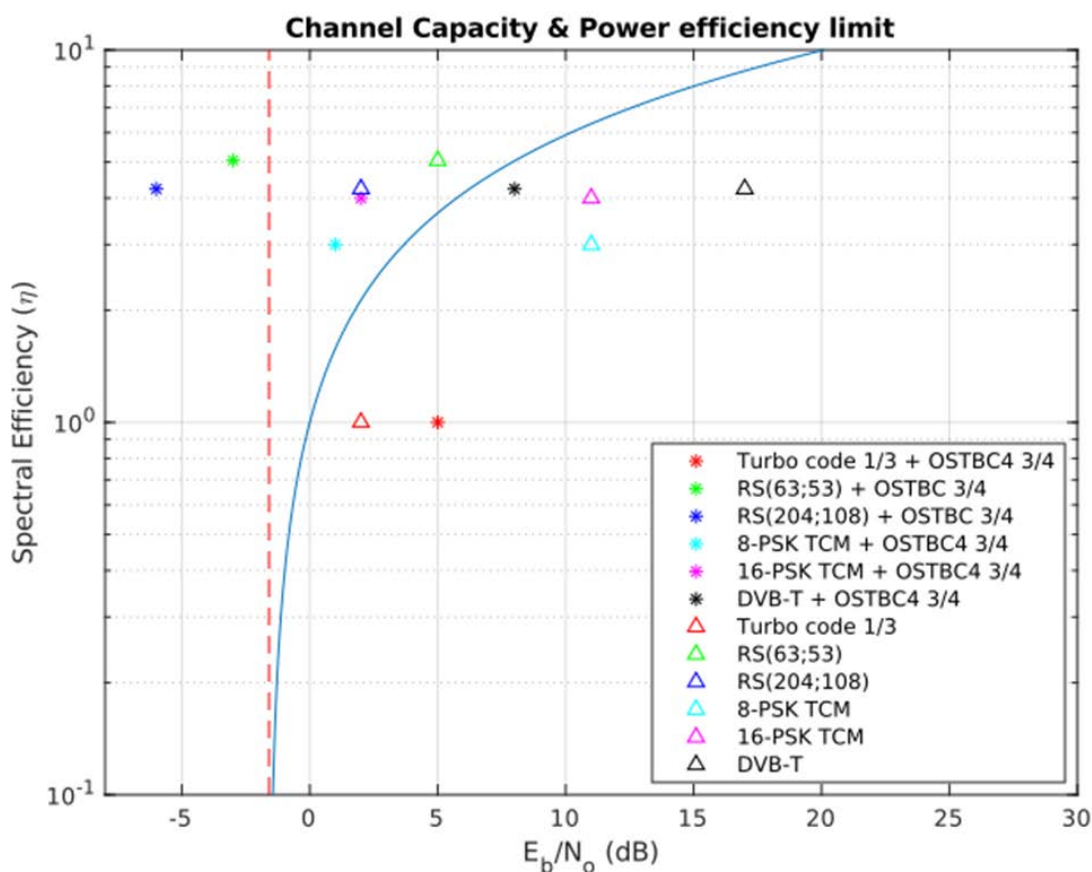


Рис. 2. Показатели энергетической и спектральной эффективности в каналах с ПВК и без ПВК

Кроме того, можно проводить анализ помехоустойчивости разрабатываемых систем. На рис. 3 отображены результаты такого исследования.

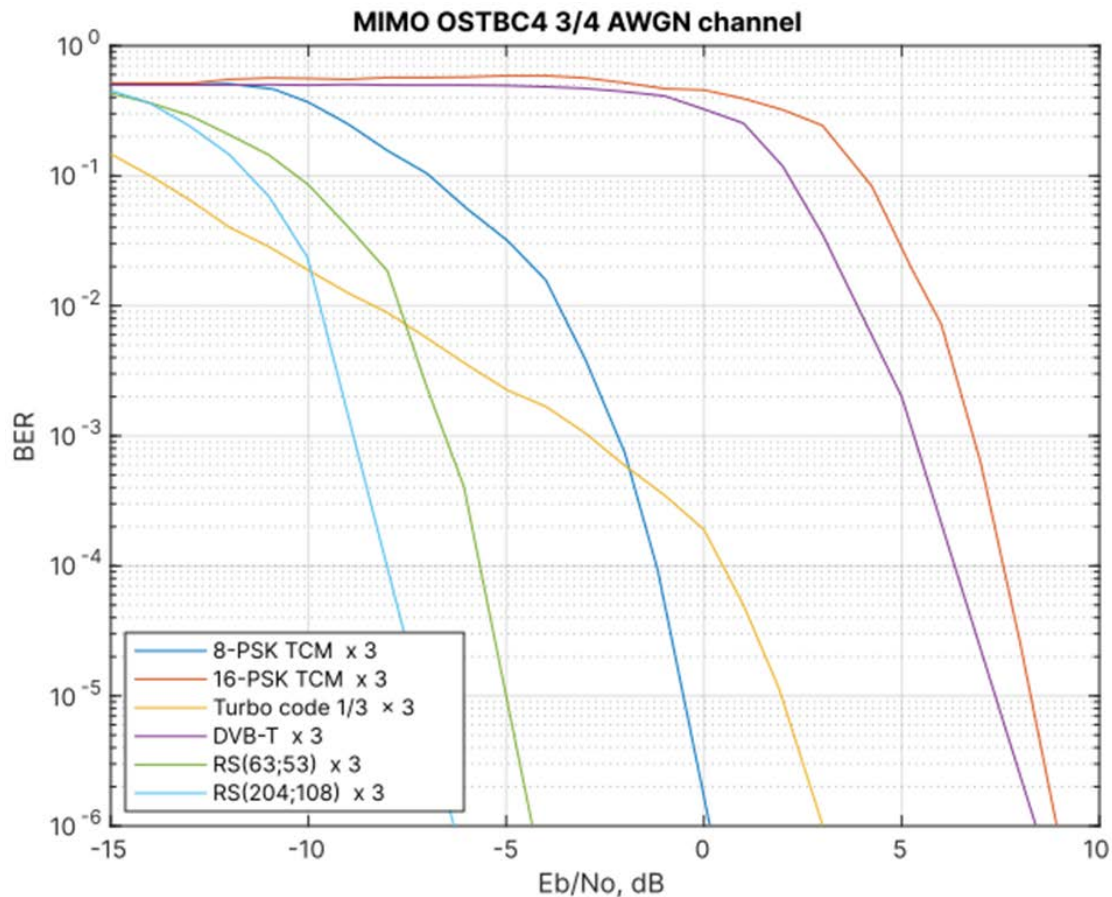


Рис. 3. Помехоустойчивость систем с СКК и ПВК

Список используемых источников

1. Банкет В. Л., Негазинская Н. В., Токарь М. С. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи // Цифровые технологии, 2009. С. 5–16.
2. Бураченко Д. Л., Савищенко Н. В. Геометрические модели сигнально-кодовых конструкций. 2-е. изд. СПб. : ВАС, 2020. 390 с
3. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М. : Горячая линия – Телеком, 2014. 244 с., ил.
4. Albreem, Mahmoud A., Markku Juntti, and Shahriar Shahabuddin. Massive MIMO detection techniques: A survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials 21.4, 2019: 3109–3132.
5. Kshetrimayum, R. S. Fundamentals of MIMO Wireless Communications. New Dehli : Cambridge University Press, 2017. ISBN 9781108234993.
6. Mesleh, Raed, and Abdelhamid Alhassi. Space modulation techniques. John Wiley & Sons, 2018.

Статья представлена научным руководителем, профессором кафедры РОС СПбГУТ, доктором технических наук, профессором Е. И. Глушанковым.

УДК 621.391.8
ГРНТИ 90.03.03

ВЕРОЯТНОСТНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ВНЕШНИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

В. П. Макогон

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Средства измерений должны сохранять работоспособность в условиях эксплуатации при воздействии электромагнитных помех, создаваемых промышленным оборудованием, сетью электропитания и т. д. Основой системы подтверждения работоспособности является проведения натурных испытаний на устойчивость к электромагнитным помехам с регламентированными значениями параметров, что существенно снижает достоверность результатов в следствии единичности испытаний. Тенденции последнего времени направлены на разработку вероятностных методов оценки устойчивости с заданной доверительной вероятностью.

MIMO, ZF, MMSE, ML, STC, SCC, затухание.

Высокие показатели надежности и устойчивости средств измерений (СИ) к воздействию внешних электромагнитных помех (ЭП) являются необходимым качеством, обеспечивающих неизменность их нормированных метрологических характеристик при проведении измерений. Основой системы подтверждения устойчивости СИ к воздействию внешних ЭП являются единичные натурные испытания по критерию «отказ – норма», с последующей конкретизацией мероприятий по устранению влияния ЭП на СИ [1].

Реализация метода натурных испытаний для подтверждения устойчивости дорогостоящих СИ возможна лишь в существенно урезанном виде без полного набора требуемой статистики, что является причиной возникновения таких недостатков, как малая информативность испытаний, отсутствие возможности экстраполировать их результаты на другие расчетные случаи воздействия, невозможность получения информации о фактическом уровне устойчивости, низкая достоверность результатов вследствие единичности испытаний [2].

Таким образом существует актуальная научно-техническая задача, направленная на разработку вероятностных методов оценки устойчивости с заданной доверительной вероятностью.

Оптимальное число необходимых экспериментов для подтверждения требований устойчивости определяется в соответствии с уравнением Клоппера–Пирсона [3]:

$$P_{п.р.} = 1 - \sqrt[N]{1 - \beta},$$

где $P_{п.р.}$ – вероятность потери работоспособности; N – количество испытаний, для подтверждения вероятности $P_{п.р.}$; β – коэффициент доверия.

Таким образом оптимальное количество испытаний N_l определяется по формуле:

$$N_l = \frac{\lg(1 - \beta)}{\lg P_{п.р.}}.$$

Доверительный интервал β для практических целей выбирается в диапазоне от 0,8 до 0,95.

Для определения количественных характеристик показателей устойчивости необходимо перейти к функционалу $K(\varphi)$ для каждого показателя устойчивости, зависящего от уровня критической нагрузки S и вероятности потери работоспособности $P_{п.р.}$ при достижении критического значения $S_{кр.}$

$$K(\varphi) = K(S, P_{п.р.}, \beta),$$

где S – уровень нагрузки при экспериментальных исследованиях; $P_{п.р.}$ – вероятность выхода из строя РЭС при заданной S ; β – доверительный интервал; φ – показатель устойчивости.

Вероятность потери работоспособности $P_{п.р.}$ СИ при воздействии ЭП определяется не просто вероятностью выхода из строя СИ при N количествах воздействия, а вероятностью потери работоспособности P_1 уже при однократном воздействии.

Таким образом функционал $K(S, P_{п.р.}, \beta)$ примет вид $K(S; P_1; 0,8 \dots 0,95)$.

Соответствие количества экспериментов N относительно доверительного интервала β и вероятности потери работоспособности при однократном воздействии приведен в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Оптимальное количество экспериментов $N(P_{п.р.}, \beta)$

β	Вероятность потери работоспособности, %									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,8	160	80	53	39	31	26	22	19	17	15
0,85	188	93	62	46	37	31	26	23	20	18
0,9	229	113	76	56	45	37	32	27	24	22
0,95	298	148	98	73	58	48	41	36	32	28

Графическая зависимость числа экспериментов $N(P_{п.р.}, \beta)$ представлена на рис. 1.

Анализ данных таблицы 1 и рис. 1 показывает, что оптимальное количество экспериментов увеличивается с уменьшением вероятности потери работоспособности в зависимости от доверительного интервала. При этом результатом каждого эксперимента должен быть функционал $y = 0$ – без выхода из строя. Количество экспериментов варьируется от десятков до несколько сот испытаний.

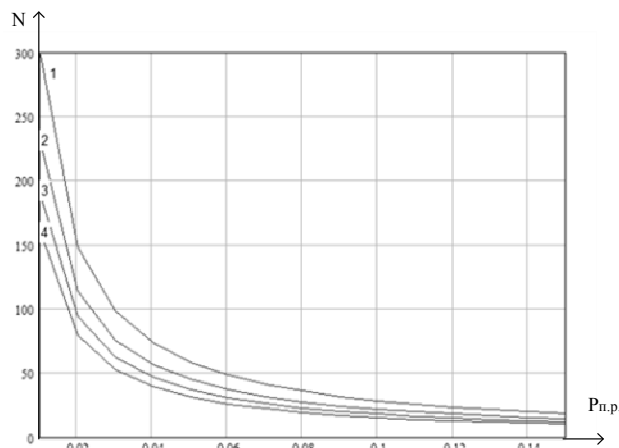


Рис. 1. Зависимость времени передачи от ширины полосы и уровня сигнала

Необходимое количества увеличения испытаний по биномиальному закону (1 – отказ; 0 – норма) для подтверждения устойчивости определим на основе метода доверительных интервалов.

Абсолютно достоверными границами для вероятности выхода $P_{п.р.}$ из строя являются 0 и 1. Всякое сужение интервала (0,1) связано с риском совершить ошибку, состоящую в неверном заключении о том, что $P_{п.р.}$ находится между новыми границами.

Если последовательно осуществляется N испытаний, в каждом из которых событие A имеет постоянную вероятность $P_{п.р.}$, то общее число испытаний с исходом A представляет собой величину μ – количество отказов.

При проведении N испытаний $m = N - \mu$.

На основе решения биномиального распределения и таблиц математической статистики [3], определяются границы доверительной вероятности и количество испытаний при μ отказах.

В таблице 2 приведен пример зависимости количества испытаний от количества отказов при доверительной вероятности 0,95.

ТАБЛИЦА 2. Вероятность потери работоспособности при биномиальном распределении

Количество отказов	Количество испытаний						
	26	28	30	35	45	50	60
0	0,109	0,102	0,95	0,82	0,65	0,59	0,49
1	0,164	0,154	0,144	0,126	0,099	0,09	0,75
2	0,208	0,196	0,184	0,161	0,128	0,117	0,098

Анализ данных таблицы 2 показывает, что при заданной вероятности потери работоспособности $P_{п.р.} = 0,1$, необходимо проведение не менее 28 испытаний при условии отсутствия отказов.

При возникновении хотя бы одного отказа ($\mu = 1$) количество испытаний возрастает до 45 и т. д.

Таким образом, при проведении испытаний с вероятностью хотя бы одного отказа, количество испытаний возрастает в среднем в 1,6 раза.

Для ограничения экспериментальных исследований при подтверждении требуемой вероятности $P_{п.р.}$ потери работоспособности с экономической точки зрения необходимо разрабатывать СИ с вероятностью выхода из строя в 1,6 раза меньше заявленной. В противном случае возрастут затраты на проведение экспериментальных исследований, ремонт аппаратуры в процессе испытаний и в конечном итоге невозможностью доказать требуемую вероятность при ограниченном количестве испытаний.

Таким образом, результат вероятностной оценки устойчивости СИ к воздействию ЭП имеет следующий составяющие:

- количество экспериментов определяется как вероятностью потери работоспособности при воздействии ЭП, так и коэффициентом доверия и составляет десятки раз (например, 22 испытаний при вероятности отказа 10 %, с достоверностью 0,9);

- при возникновении хотя бы одного отказа СИ количество экспериментов возрастает в соответствии с методом доверительных интервалов примерно в 1,6 раза;

- для минимизации затрат по подтверждению требований стойкости необходимо введение количественного значения коэффициента запаса;

- минимальный коэффициент запаса по устойчивости СИ составляет 1,6 раза, однако для инженерной практики целесообразно руководствоваться величиной в 6 дБ, если это не приводит к существенному удорожанию мероприятий по обеспечению стойкости;

- многократное количество экспериментальных исследований, ставит задачу разработки расчетно-экспериментальных методов исследований, позволяющих минимизировать затраты на подтверждение требований стойкости.

Список используемых источников

1. ГОСТ Р 51317.4.1-2000 Испытания на помехоустойчивость. Виды испытаний. – М. : Стандартинформ, 2001.

2. Бакулин В. Н., Малков С. Ю., Гончаров В. В., Ковалев В. И. Управление обеспечением стойкости сложных технических систем. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2006. 304 с.

3. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М. : Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. 416 с.

УДК 004.946
ГРНТИ 28.23.15

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФИКСАЦИИ ДВИЖЕНИЙ ЧЕЛОВЕКА ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОЙ ВИРТУАЛЬНОЙ СРЕДЕ

Е. И. Максимова, Е. И. Туманова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время существует множество способов определения местоположения человека в пространстве, отслеживания движения как отдельных частей тела, так и мимики лица. Лидеры по разработке VR, такие как компания Valve с трекингом Lighthouse, Oculus с трекинг-устройствами Quest/Quest2, Rift S, Pico Neo 2, ежегодно соревнуются за показатели точности выстраивания виртуального мира вокруг объекта. В основе их работы лежат 5 физических принципов: инерция, ультразвуковые измерения, проецирование оптического изображения, механические связи и измерения электромагнитного поля. В данной статье проанализированы основные существующие методы позиционного трекинга, которые могут работать как в комбинации (гибридные системы) для возмещения недостатков друг друга, так и по отдельности для решения индивидуальных задач. Применение этих систем необходимо для взаимодействия человека с виртуальной средой.

позиционный трекинг, маркер, датчики движения, захват движения, motion capture, виртуальная реальность.

С развитием кибертехнологий появилась возможность минимизировать человеческие ресурсы путем создания иллюзии реального мира, где точно так же можно получать новые знания, посещать выставки и концерты, обучаться на симуляторах, взаимодействуя не только с физическими, но и с цифровыми объектами. VR (виртуальная реальность) создается с помощью технологий и программных средств как искусственный мир, в который погружают человека. Важной задачей становится восприятие реальности и сохранение физических свойств в виртуальной среде. Соответственно, этот мир сначала должен быть сгенерирован на компьютере, а перенос движений осуществляется посредством внедрения систем позиционирования и ориентации, определения движущегося объекта в пространстве и считывания траектории перемещения. Чтение движений возможно с помощью технологий трекинга.

Системы позиционного трекинга – комплекс устройств слежения, предназначенных для определения позиции, фиксирования изменений по-

ложения в пространстве и ориентации объекта в виртуальной среде с помощью нескольких степеней свободы. «Естественные» системы трекинга в реальном мире – органы чувств человека. В VR же эти системы реализуются с помощью электромагнитных, механических, ультразвуковых, инерционных и оптических систем [1], формирующих связь между виртуальной реальностью и физическими ощущениями.

В механических системах объект слежения жестко связан с измерительными приборами, например, с гониометрами или специальным экзоскелетом, позволяющими отследить движения суставов. Данная система не чувствительна к электромагнитным помехам и позволяет точно отследить изменение положения на основании точки отсчета, закрепленной на теле объекта. Однако, если рассматривать объект с наличием множества степеней свободы (к примеру, плечевые суставы), из-за трудности юстировки гониометров, не получится сопоставить центр поворота механизма с центром вращения конечности. Вследствие этого кинематического рассогласования в процессе перемещения возникает проскальзывание (относительное перемещение). Суставы человека не являются идеальными шарнирами: оси вращения перемещаются при изменении углов поворота суставов. Чтобы повысить точность, нужно использовать соответствующие калибровки [2].

Инерционные системы основаны на инерционных силах и с их помощью отслеживается положение и ориентация объекта в трехмерном пространстве. Современные системы основаны на микроэлектромеханических системах (MEMS-технологиях) и благодаря алгоритмам слияния данных (*Sensor fusion*) на основе комплементарного фильтра или фильтра Калмана данные с гироскопа и акселерометра успешно корректируют друг друга. Отследить ориентацию в пространстве с большей точностью и минимальными задержками позволяет интегрирование выходных значений гироскопов, которые пропорциональны угловым скоростям вокруг соответствующих осей. Двойным интегрированием показаний акселерометров можно вычислить изменение положения, если известна их ориентация. Однако определение координат перемещения за счёт двойного интегрирования линейного ускорения, вычисленного из зашумленных данных с акселерометра, не удовлетворяет требованиям по точности на длительных периодах времени и при интегрировании ошибка увеличивается со временем квадратично [3]. Решить данную проблему помогает комбинирование инерциальной системы трекинга с другими методами, которые периодически корректируют шумы акселерометра.

Ультразвуковая система отслеживает положение благодаря передатчикам электрозвуковых преобразователей, посылающих сигнал на приемник, располагающихся на объекте. Статичные сенсоры приемника высчитывают

разницу во времени между приёмом сигнала и его отправлением и по времени задержки вычисляется расстояние между приёмником и излучателем. По этим данным определяются трёхмерные координаты объекта в системе. Ориентацию объекта определяют при помощи связки из трех жестко закрепленных передатчиков. Достоинствами ультразвуковых трекеров являются высокая точность измерения координат, углов и возможность создания почти любого рабочего пространства. Такая система требует отсутствия препятствий между передающим и приемным элементами системы. При их наличии сигнал теряется. К недостаткам следует также отнести высокий уровень шума фона. К тому же, если требуется отслеживать большое количество приемников, частота измерения снижается – то есть снижается скорость измерения, необходимая для того, чтобы воспроизводить в режиме реального времени перемещения движущегося объекта или его частей.

Электромагнитные системы позиционирования (СЭМП) отслеживают изменение силы электромагнитного поля, которое искажается за счет датчиков, испускающих электромагнитные волны и находящихся на объекте. Датчики приёмника определяют напряжённость поля (как постоянного, так и переменного). Три ортогональные электромагнитные катушки последовательно генерируют три магнитных поля, чтоб охватить все направления трехмерного пространства. Эти катушки размещаются на движущемся объекте, положение которого необходимо отслеживать. Ток, последовательно протекающий через катушки, превращает их в электромагниты, что позволяет им определять свое местоположение в пространстве [4]. Магнитные системы, работающие в небольшом объеме, обычно недорогие и довольно точные, однако они чувствительны к электромагнитным помехам, что затрудняет работу такой системы в телестудии.

Сегодня технологическим лидером в трекинге для задач VR являются оптические методы, поскольку их работу реализовать проще и дешевле. Оптические системы для отслеживания объектов включают в себе оптические приборы, например, видеокамеры (стереокамеры, камеры видимого или инфракрасного диапазона, камеры глубины). Опорные точки размещаются на объекте и выделяются на полученном видеоизображении, так что их положение на двухмерном изображении четко восстанавливается в трехмерном пространстве. Существует два подхода работы данных систем [5]:

– Изнутри наружу – подразумевает присутствие неподвижной камеры, определяющей положение движущегося объекта по характерным точкам. Используется в Oculus Rift S, PSVR, OSVR и множестве систем захвата движения.

– Снаружи внутрь – предполагает наличие на движущемся объекте оптического сенсора, благодаря которому возможно отслеживать движение относительно неподвижных точек в окружающем пространстве.

Оптический метод позволяет с достаточно высокой скоростью и точностью определять текущее положение и ориентацию, но есть необходимость калибровки модулей приема оптического сигнала.

Выбор технологии реализации системы трекинга в основном зависит от поставленных перед компанией бизнес-задач. В медиаиндустрии одной из самых популярных технологий регистрации реального объекта и преобразования его в компьютеризированную форму является технология захвата движений (*motion capture*).

Данная технология использует в большинстве случаев оптическую и инерциальную трехмерную трекингую систему и имеет два возможных подхода: маркерный и безмаркерный.

Для маркерной системы важно наличие датчиков-трекеров, располагающихся по всему телу человека. Они синхронизируют свои данные с помощью гироскопов и акселерометров для высокой точности передачи углов суставов. Данные с датчиков передаются на компьютер, где сразу же сводятся в единую трёхмерную модель и обрабатываются программным обеспечением с помощью «скелета» (рис. 1), состоящего из костей – шарниров для движения модели.

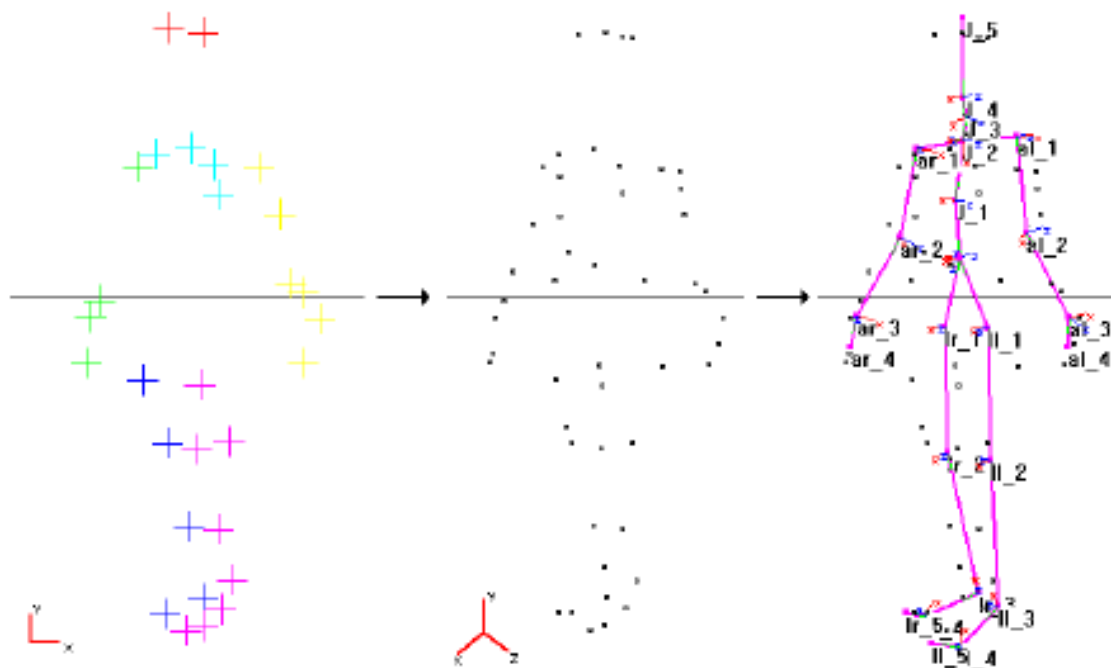


Рис. 1. Скелет модели

Датчики-маркеры могут быть пассивными, работающими по принципу отражения света, посылаемого на них с высокочастотных стробоскопов на камерах, и активными – со светодиодами, интегрированными в них процессорами и радио-синхронизацией [6]. Схема взаимодействия устройств для получения данных об объекте будет выглядеть следующим образом (рис. 2):

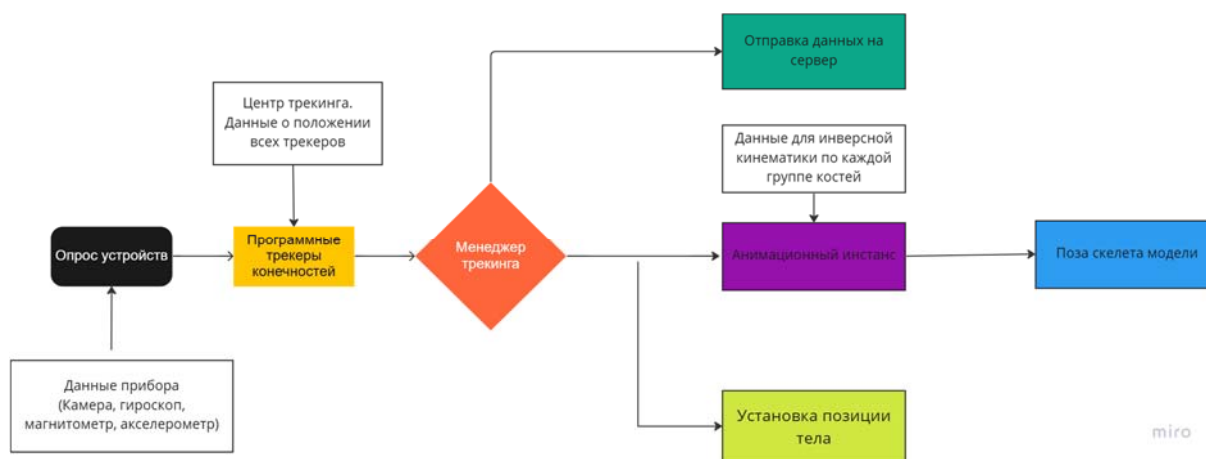


Рис. 2. Схема взаимодействия устройств в маркерной системе захвата движения

Безмаркерная система основана на технологиях компьютерного зрения и распознавания образов. Важные области определяются путем анализа свойств взаимного соответствия в нескольких последовательных кадрах. При использовании корреляции для выявления важных областей анализируется относительное положение нескольких неоднородных частей изображения объекта.

Применение позиционных систем трекинга и технологии захвата движений дает возможность копирования действий реальных объектов и переноса их в виртуальную среду. Дополняя полученный «скелет» компьютерной графикой, мы можем создавать новых цифровых персонажей, полностью повторяющих какую-либо деятельность человека в режиме реального времени.

Список используемых источников

1. Киселев В. А., Клименко А. С., Клименко С. В., Михайлюк М. В., Пестриков В. И., Хламов М. А., Чувилин К. В., Фурса М. В., Хаким Н. Л., Ши Т. К. Современные устройства трекинга для систем виртуального окружения // Труды международной научной конференции *spt1617*. 2017. С. 114–121.
2. Латыпов Н. Н., Латыпов Н. Н. Пат. 2 107 328 С1 Российская Федерация; Способ отслеживания и отображения положения и ориентации пользователя в пространстве и система для осуществления способа; заявл. 1996.08.14; опубл. 1998.03.20.
3. Chen P., Kuang Y., Li J. Human Motion Capture Algorithm Based on Inertial Sensors // *Journal of Sensors*, 2016, Vol. 2016. PP. 1–15.
4. Лукьянов Е. А. Семенов В. С., Долгих А. В. Моделирование системы электромагнитного позиционирования на плоскости // *Вестник современных исследований: электронное научно-практическое периодическое издание*. 2017. N 1–1(4). С. 88–98.
5. Кармадонов В. Ю. Методы отслеживания положения в виртуальной реальности // *ACADEMY*. 2019. N 12 (51). С. 19–22.
6. Белоус А. Н., Рыбкин С. В. Алгоритмы функционирования и классификация систем захвата движения // *Международный студенческий научный вестник*. 2019. N 2. С. 22. URL: <https://eduherald.ru/ru/article/view?id=19588> (дата обращения 12.03.2023).

УДК 57.044
ГРНТИ 87.17.91

ИЗУЧЕНИЕ И ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ЗАГРЯЗНЕНИЯ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА МЕТОДОМ ЛИХЕНОИНДИКАЦИИ

У. М. Маликов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Целью исследования являлся анализ и оценка экологического метода определения вредных веществ в атмосферном воздухе городов – метода лишеноиндикации. Выявлено, что один из важных компонентов экосистемы городов – лишенофлора очень чувствительна к любому количественному и качественному загрязнению воздуха.

Методом лишеноиндикации можно установить чувствительные виды лишайников и составить лишеноиндикационные шкалы токсифобности для каждой урбанизированной территории и дать оценку качества загрязнения атмосферного воздуха территории.

автомобильный транспорт, среда обитания, атмосферный воздух, биоиндикация, химические факторы, выбросы, загрязнение, лишеноиндикация.

Воздушная среда городов постоянно загрязняется вредными для живых организмов веществами – основными загрязнителями: окислами серы, окислами азота и окислами углерода. Большой вклад в это загрязнение поллютантами вносит автомобильный транспорт. Ежегодно автотранспортными средствами выбрасывается в атмосферу более миллионов тонн различных загрязняющих веществ: окиси углерода, окислов азота и серы, углеводородов, сажи и других. Только выбросы углекислого газа (диоксида углерода) в среднем от одной машины составляют 130 г/км в зависимости от марки автомобиля, его технического состояния, используемого топлива, и режима работы двигателя. Как известно, наибольшее количество выхлопных газов выделяется при работе на холостом ходу, разгоне и торможении. Поэтому в крупных городах, где много машин, пробки из машин и медленное движение, и выявляется наибольшее количество выбросов. И естественно, что увеличение автотранспорта напрямую приводит к увеличению количества выбросов вредных веществ и к загрязнению воздуха [1, 2].

Для защиты жизни и здоровья людей в городах создаются санитарно-экологические зоны – парки, скверы и посадки древесных растений вдоль магистральных трасс и улиц. Для определения степени загрязнения атмосферы существуют ПДК химических веществ, которые постоянно фиксируются с помощью различных приборов.

магистральных трасс и улиц. Для определения степени загрязнения атмосферы существуют ПДК химических веществ, которые постоянно фиксируются с помощью различных приборов.

Однако с помощью ПДК поллютантов невозможно точно определить насколько угнетены живые организмы от воздействия вредных веществ.

Для определения экологической чистоты окружающей среды в настоящее время широко используют методы биоиндикации, например, для водной среды используют моллюски, рыбы, состояние почвы оценивается по микроорганизмам и растениям [3].

В качестве глобального биологического мониторинга загрязнения воздуха в настоящее время широко используют метод лишеноиндикации, который производится с помощью особых симбиотических организмов – лишайников. Этот метод прост и эффективен в использовании. Лишайники являются интегральным индикатором, отражающим состояние среды и величину антропогенной нагрузки.

Лишайник состоит из двух организмов – грибов и сине-зелёных водорослей. Гифы грибов составляют основу – таллом лишайника, а между гифами, выполняющими защитную функцию, расположены клетки сине-зелёных водорослей. В этих клетках постоянно происходит процесс фотосинтеза, при котором образуются углеводы необходимые и для жизнедеятельности грибов.

Лишайники по своему строению делятся на два основных типа таллома: гомеомерные и гетеромерные. В гомеомерном типе слоевища все клетки равномерно распределены. А в гетеромерном же типе клетки фотобионта образуют отдельный слой.

По внешнему виду таллома можно разделить три основных типа лишайников: накипные, листоватые и кустистые.

Во многих городах России было изучено состояние атмосферного воздуха с использованием лишайников: разработаны и используются новые методы лишеноиндикации для разных видов загрязняющих воздух веществ [4].

Исследование лишайников в г. Нефтекамске показали, что устойчивыми к загрязнению являются накипные, среднеустойчивые – листоватые, а слабоустойчивые – кустистые [5]. Лишайники благодаря своему анатомо-морфологическому строению очень чувствительны к количественному и качественному загрязнению воздуха. Лишайники в городе распространены закономерно в зависимости от атмосферного загрязнения, функциональной структуры, длительности и интенсивности использования городской территории. Чем больше по своей инфраструктуре город, тем меньше в нём встречается видов лишайников, и тем меньшую площадь коры деревьев они заселяют, и тем ниже их жизнеспособность. Окислы серы, содержащиеся в составе автомобильных выхлопных газов в концентрации 0,08–0,10 мг/м³ воздуха приводят к дегенеративным изменениям в хлоропластах клеток

концентрации диоксида серы равной $0,5 \text{ мг/м}^3$ погибают все виды лишайников. Поэтому с помощью лишайников можно определить любое количество диоксида серы в воздухе [6].

В Санкт-Петербурге изучены 153 вида лишайников, которые относятся к 60 родам. Лихенофлора Санкт-Петербурга с таким значительным количеством видов обусловлена тем, что город быстро расширился за счёт лесных массивов, которые позднее стали парками.

По составу ведущих родов лихенофлора Санкт-Петербурга похожа на флору других городов европейской части России в пределах таежной зоны. Наиболее представлены по числу видов роды *Cladonia* (21 вид), *Lecanora* (13), *Melanelia* (7), *Bryoria* (7), *Caloplaca* (7), *Physcia* (5), *Physconia* (5). Самое большое количество видов относится к группе наименее реагирующих на загрязнение воздуха накипных (43,8 %), затем листоватых (28,8 %) и кустистых (27,4 %) лишайников [7].

Методы лихеноиндикации делятся на две группы: активную и пассивную лихеноиндикацию. Активным методом является трансплантационный метод, когда участки коры с лишайниками, из чистых районов переносятся в исследуемое место, при этом их реакция изучается периодическими наблюдениями.

Метод пассивной лихеноиндикации заключается в изучении численности лишайников. Для этого измеряются площади проективного покрытия на выбранных площадках и определяют средние значения для исследуемого района. Затем с помощью шкал чувствительности и специальных индексов, которые зависят от изменений общего проективного покрытия или покрытия отдельных видов, определяют увеличение или уменьшение количества поллютантов.

Проективное покрытие означает расчёт отношения покрытой лишайниками части ствола (количества лишайников) к общей длине его поверхности [8].

В дальнейшем оценка качества загрязнения атмосферного воздуха местности может проводиться количественно или качественно. При количественной оценке рассчитываются лихеноиндикационные индексы, которые учитывают количественную численность встреченных видов и отношение этих видов к определенным классам полеотолерантности.

Количественный метод связан с подробным изучением видового состава лихенофлоры. Сведения о присутствии или отсутствии каких-либо видов сопоставляются с таблицей полеотолерантности и соответственно делают вывод о степени загрязнения местности.

Для перевода исследования из описательного характера на математическую основу разработан ряд индексов, позволяющих оценить уровень нарушения местообитания и учитывающих при этом одновременно и видовое разнообразие, и численность различных видов лишайников.

Разработаны шкалы и простые математические формулы для определения степени загрязненности воздуха на основе наличия или отсутствия определенных лишайниковых группировок [9].

На основе данных о видовом составе и встречаемости лишайников для всех точек измерения можно вычислить индекс полеотолерантности, данные которого скоррелированы со среднегодовой концентрацией диоксида серы в воздухе. Используя полученные данные можно начертить лишеноиндикационную карту-схему территории.

Этим методом можно определить чувствительные виды лишайников, составить лишеноиндикационные шкалы токсифобности для любых территорий городской среды и установить качество загрязнения атмосферного воздуха этой территории.

Список используемых источников

1. Шишкина А. А. Рост количества автомобильного транспорта как угроза экологической безопасности // Известия ТулГУ. Технические науки. 2020. Вып. 3. С. 178–180.
2. Yufereva L. M., Yuferev M. Yu. The study of the intensity of motor flows in the center of the metropolis // Okhrana okruzhayushchei sredy i prirodopol'zovanie. 2012. № 4. PP. 25–28.
3. Биоиндикация и биомониторинг / Bioindication and biomonitoring. Сб. ст. АН.СССР, Ин-т эволюционной морфологии и экологии животных им. А. Н. Северцова. М. : Наука, 1991.
4. Матерна Я. Загрязнение воздуха и жизнь растений / Под ред. Д. С. Беляева, И. А. Серебрицкого. СПб. : ООО «Типография Глори», 2020. 179 с.
5. Лыгин С. А., Ваниева А. С. Оценка загрязнения воздуха методом лишеноиндикации [Электронный ресурс]. URL: <https://wmw-magazine.ru/sci/14719.php> (дата обращения 27.03.2023).
6. Байбаков Э. И., Ситников А. П. Лихенофлора г. Казани: изменения видового состава в историческом аспекте // Вестник ТО РЭА. 2000. № 1. С. 41–46.
7. Малышева Н. В. Лишайники Санкт-Петербурга // Труды Санкт-Петербургского общества естествоиспытателей. СПб. : Изд-во Санкт-Петербургского университета, 2003. Серия 3. Т. 79. 100 с.
8. Божко А. А. Лишеноиндикация – метод объективного тестирования техногенной нагрузки урбанизированных экосистем [Электронный ресурс] // Фундаментальные исследования 2004. № 3. С. 96–98. URL: <https://www.fundamental-research.ru/ru/article/view?id=4807> (дата обращения: 16.05.2021).
9. Цуриков А. Г. Лишайники Юго-востока Беларуси (опыт лишеномониторинга) : монография / М-во образования РБ, Гомельский гос. ун-т им. Ф. Скорины. Гомель : ГГУ им. Ф. Скорины, 2013. 276 с.

УДК 504.064.36
ГРНТИ 87.15.15

ЭКОЛОГИЧЕСКИЙ МОНИТОРИНГ ЗАГРЯЗНЕНИЯ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА БЕНЗАПИРЕНОМ НА ГРАНИЦЕ САНИТАРНО-ЗАЩИТНОЙ ЗОНЫ

Н. Е. Манвелова, Е. А. Чабаева

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время вопрос загрязнения атмосферного воздуха полициклическими ароматическими углеводородами имеет всевозрастающее значение. Основной мерой загрязнения воздуха полициклическими ароматическими углеводородами, которые подлежат обязательному контролю, является 3,4-бензапирен, представляющий собой канцероген и мутаген, отнесенный к первому классу опасности. Бензапирен легко включается в круговорот веществ в природе: с атмосферными осадками, всегда содержащими твердые частички, попадает в водоёмы, откуда в процессе испарения вновь поднимается в воздух.

бензапирен, мониторинг, лабораторные исследования, высокоэффективная жидкостная хроматография.

Анализ экологического состояния атмосферного воздуха как одной из главных частей экосистемы стал важнейшим и самым значимым показателем в системе мониторинга окружающей среды.

По данным ежегодника «Состояние загрязнения атмосферы в городах на территории России за 2021 год» согласно таблице «Динамика уровня загрязнения атмосферного воздуха в 2017–2021 гг. и веществ, его определяющих в 2021 г., в городах, включенных в Федеральный проект «Чистый воздух» Национального проекта «Экология»» уровень загрязнения атмосферного воздуха в Череповце характеризуется как «повышенный». Веществами, для которых вклад в загрязнение атмосферного воздуха наибольший являются сероуглерод, оксид азота, формальдегид, бензапирен, аммиак [1].

По данным доклада «О состоянии и охране окружающей среды Вологодской области в 2021 году» в 2021 году в сравнении с 2020 годом возросли среднегодовые концентрации бензапирена с 0,44 до 0,84 ПДК с.с., оксида азота с 1,2 до 1,3 ПДК с.с., сероуглерода с 1,4 до 2,0 ПДК с.с., аммиака с 0,5 до 0,8 ПДК с.с.

Валовые выбросы в 2021 году от стационарных источников города Череповца составили 283,456 тыс. т/год. Выброс от стационарных источников увеличился к уровню 2020 года на 3,165 тыс. т. (0,8 %), в том числе за счет

выбросов от нового объекта ПАО «Северсталь»: АКДП. Комплекс доменной печи. На стационарные источники Череповца приходится 74,6 % выброса по области.

Анализ выбросов загрязняющих веществ в атмосферу от стационарных источников по видам экономической деятельности показывает, что наибольшая доля принадлежит предприятиям металлургической промышленности (68,8 %), транспортировки и хранения (11,4 %) обеспечение электрической энергией, газом и паром (5,2 %) химического производства (2,5 %), обработки древесины (2,5 %), сельского хозяйства, охоты и лесохозяйственного комплекса (2,8 %) [2].

Санитарно-защитная зона (СЗЗ) – специальная территория с особым режимом использования, размер которой обеспечивает уменьшение воздействия загрязнения на атмосферный воздух до приемлемых значений, установленных СанПиН 1.2.3685-21 [3]. Отбор проб бензапирена проводится на границе СЗЗ металлургического предприятия при НМУ.

Бенз(а)пирен был открыт в 1933 году, а проведенные в 1935 году исследования подтвердили его канцерогенность. Данный факт обуславливает особую потребность в его обнаружении и количественном определении. Известно, что бенз(а)пирен является одним из продуктов пиролиза любого углеводородного топлива, поэтому он и другие полициклические ароматические углеводороды (ПАУ) образуются в той или иной степени при всех процессах, связанных с термической переработкой топлива. В связи с этим основными источниками поступления ПАУ в атмосферу являются коксохимия, металлургия, автомобильный и авиатранспорт, а также в определенной степени теплоэнергетика [4]. Вышеуказанные загрязнители являются характерными для Вологодской области.

Определение концентрации бенз(а)пирена в пробах атмосферного воздуха было выполнено в соответствии с методикой выполнений измерений массовой концентрации полициклических ароматических углеводородов в атмосферном воздухе и промышленных выбросов методом высокоэффективной жидкостной хроматографии (М-02-902-150-07) [5] с использованием жидкостного хроматографа LC-20 Prominence, производства фирмы Shimadzu. По полученным результатам был сделан вывод о количественном содержании бенз(а)пирена в атмосферном воздухе города, а также о соответствии его предельно допустимым концентрациям.

Одними из ведущих и наиболее точных методов при проведении анализов для выявления загрязнений природных объектов являются хроматографические методы анализа, а конкретно – ВЭЖХ [6].

Хроматография в настоящее время является наиболее широко используемым методом исследования объектов окружающей среды. Хроматографический метод был предложен в 1903 году русским учёным М. С. Цветом [7]. Развитие современной ВЭЖХ началось в 1965–1970 гг., когда

усилия специалистов из разных стран были направлены на создание экспрессной жидкостной хроматографии [8]. Современная ВЭЖХ это один из самых эффективных методов разделения и анализа сложных смесей.

Отбор проб бензапирена проводился в двух точках: в привокзальном сквере и на улице Мира, 29 в период с 12–13 октября и 20–21 октября 2022 года. В эти периоды согласно данным Северного УГМС было предупреждение о НМУ 1 степени опасности (табл. 1, см. ниже).

По полученным результатам измерения сделан вывод о том, что содержание бенз(а)пирена превышает установленную ПДК в 22 пробах атмосферного воздуха из 32 отобранных проб на границе санитарно-защитной зоны в период с 12.10–13.10 и 20.10–21.10.

Места отбора проб атмосферного воздуха представлены красным цветом на рис. 1.



Рис. 1. Места отбора проб атмосферного воздуха

Превышение ПДК с.с. в вечернее время можно объяснить большой загруженностью автомобильных дорог у привокзального сквера транспортом, а в ночное время увеличенным количеством выбросов от предприятия.

Мероприятия по снижению содержания бензапирена в атмосферном воздухе:

- повышение КПД котельных установок. Экономия топлива при повышении КПД котлов означает одновременно и снижение выбросов вредных веществ. Так, при сжигании угля повышение КПД на 1 % дает снижение степени образования ПАУ на 1,5 %. Абсолютное снижение эмиссии в масштабах города или региона в данном случае может оказаться существенным [9].

- внедрение пеков со сниженным содержанием ПАУ.

ТАБЛИЦА 1. Результаты отбора проб атмосферного воздуха
на границе СЗЗ металлургического предприятия

Дата 12.10-13.10								
Привокзальный сквер								
Номер пробы	1	2	5	6	9	10	13	14
Направление ветра	Западный							
Время отбора пробы	07.00–07.30		13.00–13.30		19.00–19.30		01.00–01.30	
X, мкг/м ³	0,0295	0,0249	0,00231	0,00174	0,123	0,117	0,00129	0,00154
X ср., мкг/м ³	0,0272		0,00203		0,120		0,00142	
X с.с., мкг/м ³	0,039							
Улица Мира, 29								
Номер пробы	3	4	7	8	11	12	15	16
Направление ветра	Западный							
Время отбора пробы	07.45–08.15		13.50–14.20		19.45–20.15		01.45–02.15	
X, мкг/м ³	0,0239	0,0198	0,00217	0,00252	0,0085	0,0074	0,0257	0,0238
X ср., мкг/м ³	0,0219		0,00235		0,0080		0,0248	
X с.с., мкг/м ³	0,015							
Дата 20.10-21.10								
Привокзальный сквер								
Номер пробы	1	2	5	6	9	10	13	14
Направление ветра	Западный						северо-западный	
Время отбора пробы	13.00–13.30		19.00–19.30		01.00–01.30		07.00–07.30	
X, мкг/м ³	0,0101	0,009	0,0007	0,00057	0,049	0,047	0,00045	0,00035
X ср., мкг/м ³	0,0096		0,00064		0,048		0,00040	
X с.с., мкг/м ³	0,0151							
Улица Мира, 29								
Номер пробы	3	4	7	8	11	12	15	16
Направление ветра	Западный						северо-западный	
Время отбора пробы	13.45–14.15		19.45–20.15		01.45–02.15		07.50–08.20	
X, мкг/м ³	0,0009	0,00075	0,0004	0,00035	0,0062	0,0057	0,000298	0,000223
X ср., мкг/м ³	0,0008		0,00038		0,0060		0,000261	
X с.с., мкг/м ³	0,0019							

Наименьшее и не превышающее значение ПДК с.с. бензапирена обнаружено утром на улице Мира, 29 в период с 20.10 по 21.10 (табл. 2).

ТАБЛИЦА 2. Наименьшие значения ПДК с.с.

Время отбора пробы	07.50–08.20	
X, мкг/м ³	0,000298	0,000223
X ср., мкг/м ³	0,000261	
ПДК бензапирена с.с. 0,001 мкг/м ³		

Полученные результаты лабораторных исследований дают возможность обнаруживать бензапирен на границе СЗЗ. Эта информация очень важна, поскольку она позволяет получать данные не только о состоянии окружающей среды регулярно и с максимальной точностью, но и видеть их в динамике, чего не позволяет видеть одноразовое наблюдение или замер. Информация, полученная методом экологического мониторинга, позволяет оптимизировать хозяйственную деятельность и снизить антропогенное воздействие на окружающую среду и население.

Список используемых источников

1. Состояние загрязнения атмосферы в городах на территории России за 2021 год; ежегодник. СПб. : Федеральная служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (Росгидромет). 2022 г. 254 с.
2. Доклад о состоянии и охране окружающей среды Вологодской области в 2021 году / Правительство Вологодской области, Департамент природных ресурсов и охраны окружающей среды Вологодской области. Вологда, 2022. 273 с.
3. СанПиН 1.2.3685-21. Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания (утв. главным государственным санитарным врачом РФ 28.01.2021 г.) [Электронный ресурс]. URL: <https://docs.cntd.ru/document/573500115> (дата обращения 20.01.2023).
4. Снижение выбросов соединений ванадия и бенз(а)пирена [Электронный ресурс]. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=29056145> (дата обращения 22.01.2023).
5. ООО "Аналит". Методика выполнений измерений массовой концентрации полициклических ароматических углеводородов в атмосферном воздухе и промышленных выбросов методом высокоэффективной жидкостной хроматографии. СПб. : 2008. 20 с.
6. Содержание бензапирена в почвах в различных районах города Оренбурга [Электронный ресурс]. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=47337230> (дата обращения 22.01.2023)
7. Шаповалова Е. Н., Пирогов А. В. Хроматографические методы анализа. М. : МГУ им. М.В. Ломоносова, 2007. 109 с.
8. Краткая история развития жидкостной хроматографии [Электронный ресурс]. URL: https://www.ibmc.msk.ru/content/Education/w-o_pass/MMoB/2.pdf (дата обращения 21.02.2023).
9. Рекомендации по снижению выбросов бензапирена в атмосферу с уходящими газами котельных установок [Электронный ресурс]. URL: https://stud-books.net/1222751/ekologiya/rekomendatsii_snizheniyu_vybrosov_benzapirena_atmosferu_uhodyaschimi_gazami_kotelnyh_ustanovok (дата обращения 21.02.2023).

УДК 621.3.049.77:681.3
ГРНТИ 47.14.17

МЕТОД ОБЩЕГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНОГО ПОИСКА ОПТИМАЛЬНЫХ НОМИНАЛОВ И ДОПУСКОВ

Т. В. Матюхина, Т. А. Рыжикова, С. М. Сотенко

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Предложен способ назначения параметров и определения их значений при проектировании сложных радиоэлектронных средств, относящийся к программам нелинейного программирования с использованием эвристических методов поиска оптимального решения. Дополнение классического подхода к решению оптимизационных задач элементами самообучающегося алгоритма позволило резко снизить трудоёмкость поиска и критичность к размерности задачи, обеспечить нахождение оптимального, наиболее устойчивого решения при наличии многокритериальных ограничений как на параметры элементов радиоэлектронных средств, так и на выходные характеристики устройства в целом.

нелинейное программирование, параметрический синтез, самообучающийся алгоритм, параметры радиоэлектронных средств.

Проблема повышения качества функционирования нерезервированной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) заданной структуры по критериям безотказности с учётом ограничений на её выходные параметры, задаваемыми техническим заданием (ТЗ), параметры элементов, а также ограничений по стоимости становится задачей номер один в условиях массового производства с использованием групповых технологических процессов [1].

Каждое функционально законченное устройство с заданным схемным решением и строго определённым понятием работоспособного состояния характеризуется совокупностью элементов и их параметров. Состояние РЭУ в каждый момент времени определяется вектором X , вектором внутренних параметров, составляющие которого являются параметрами элементов:

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n),$$

где n – количество параметров элементов.

Как правило, каждый параметр x_i имеет ограничения сверху и снизу, например, из-за возможностей физической реализации:

$$x_{1 \min} \leq x_1 \leq x_{1 \max},$$

$$x_{2 \min} \leq x_2 \leq x_{2 \max},$$

$$x_{n \min} \leq x_n \leq x_{n \max}.$$

Тогда в пространстве внутренних параметров R^n , представляющем собой евклидово пространство, можно выделить область изменения внутренних параметров:

$$S_u(\mathbf{X}) = \{\mathbf{X} \in R^n / x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \max}; i = 1, \dots, n\}.$$

Выходные параметры РЭУ определяются также как вектор-столбец:

$$\mathbf{Y} = (y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_m),$$

где m – количество выходных параметров.

При этом существует функциональная связь между внутренним j -м выходным параметром:

$$y_j = \varphi_j(\mathbf{X}). \quad (1)$$

Фактически, выражение (1) это модель проектируемого устройства, представленная в том или ином виде.

Условия работоспособности РЭУ задаются техническим заданием и в общем виде могут быть представлены неравенствами:

$$y_{1 \min} \leq y_1 \leq y_{1 \max},$$

$$y_{j \min} \leq y_j \leq y_{j \max},$$

$$y_{m \min} \leq y_m \leq y_{m \max},$$

которые отражают предельно допустимые изменения выходных параметров устройства.

Здесь $y_{j \min}$ и $y_{j \max}$ – нижнее и верхнее значение j -го выходного параметра, определяемые техническим заданием или из других соображений. Приведение области допустимых изменений выходных параметров к пространству R^n описывает область возможных работоспособных состояний устройства в целом:

$$S_y(\mathbf{X}) = \{\mathbf{X} \in R^n / y_{j \min} \leq \varphi_j(\mathbf{X}) \leq y_{j \max}; j = 1, \dots, m\}.$$

Пересечение области изменения внутренних параметров $S_u(\mathbf{X})$ с областью внешних параметров $S_y(\mathbf{X})$ образуют в пространстве R^n область работоспособных состояний:

$$S_p(\mathbf{X}) = S_y(\mathbf{X}) \cap S_u(\mathbf{X}).$$

Для определённого схемного решения РЭУ с заданными требованиями на выходные параметры, область работоспособных состояний $S_p(\mathbf{X})$ постоянна и зависит от функциональных связей, определяющих данное устройство, а также от ограничений, накладываемых возможностями физической реализуемости параметров элементов.

Учитывая допустимые пределы изменения по каждому из параметров, введём понятие допусковой области:

$$S_d(\mathbf{X}) = \{\mathbf{X} \in R^n / (x_i - D_i^-) \leq x_i \leq (x_i + D_i^+); i = 1, \dots, n\}.$$

где D_i^-, D_i^+ – допустимое отклонение i -го параметра от номинального значения соответственно в отрицательную и положительную сторону.

Таким образом получены все выражения для постановки и решения задачи проектирования РЭС с заданными выходными характеристиками путем определения взаимного расположения областей состояния ($S_d(\mathbf{X})$, $S_p(\mathbf{X})$, $S_y(\mathbf{X})$, $S_n(\mathbf{X})$) и размеров допусковой области $S_d(\mathbf{X})$ в едином n -мерном параметрическом пространстве сопоставимых значений, что позволяет реализовать одновременный процесс выбора и назначения оптимальных номиналов и допусков на параметры РЭС (общий параметрический синтез РЭС). Конечный результат процедуры поиска представлен на рис. 1.

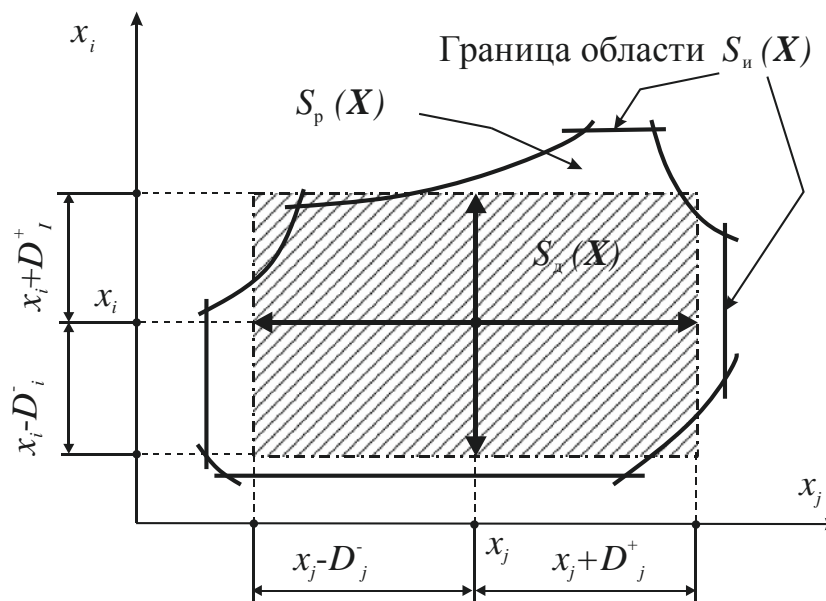


Рис. 1. К определению номинальных значений и допусков на параметры элементов проектируемой РЭС (целевая функция – максимальные значения допусков)

Алгоритм процедуры поиска, при представлении информации посредством использования многомерного пространства параметров элементов РЭА, относится к группе оптимизационных задач общего параметрического синтеза (ОПС) [2]. Отыскание наилучшего (оптимального) положения до-

пусковой области $S_d(X)$ в целях получения максимального значения допусков на элементы РЭС осуществляется посредством эвристической процедуры, состоящей из конечного набора последовательных шагов с использованием самообучающегося алгоритма, относящегося к задачам нелинейного программирования с ограниченным количеством итераций [3]. В описываемой постановке задачи общее количество итераций определяется по формуле:

$$N = K \cdot 2 \cdot n,$$

где K – количество итераций (при этом наиболее значимые временные затраты определяются количеством обращений к модели РЭС).

Таким образом, трудоемкость оптимизационного поиска в предложенном методе имеет линейную зависимость от размерности задачи, что выгодно отличает его от других способов отыскания решения задачи, зачастую имеющих степенную зависимость от количества рассматриваемых параметров [4], что делает их практически нереализуемыми и имеющими только познавательную ценность.

Список используемых источников

1. Быков А. П. Методика, алгоритм и средства испытаний радиоэлектронных устройств космических аппаратов. : дисс. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Быков Алексей Петрович. Самара, 2021, 168 с.
2. Абрамов О. В., Здор В. В., Супоня А. А. Допуски и номиналы систем управления. М. : Наука, 1976, 160 с.
3. Ильин В. Н., Лепехин А. В. Технология автоматизации структурно-параметрического синтеза на основе метода морфологического ящика // Электронный журнал «Труды МАИ». 2028. Выпуск № 46. 11 с.
4. Соболев И. М., Статников Р. Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. М. : Дрофа, 2006, 96 с.

УДК 654.739
ГРНТИ 49.33.29

ПРОЦЕСС РАБОТЫ ПЕТЕРБУРГСКОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

А. П. Молчанов, Ф. С. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Современное телевидение имеет профессиональное оборудование с возможностью передачи контента в формате высокой чёткости. Все телеканалы стараются

сегодня завоевать своё место и понравиться зрителям. С развитием интернета работать на ТВ становится сложнее, особенно в регионах. Сейчас в Санкт-Петербурге существует несколько телеканалов, которые производят свой уникальный контент для Северо-Западного региона. О возможностях телеканала "78" и работе его в прямом эфире, а также перспективах на практике расскажем в данной статье.

телевидение, телекоммуникации, практика, процесс работы.

В настоящее время классические средства массовой информации, а именно телевидение и радио, изо всех сил пытаются удержать и поднять своё аудиторию и популярность. Сегодня для этого используются как социальные сети и СММ-продвижение, но самым главным остаётся наполнение эфира разным контентом: от информационных программ до научно-развлекательных. Основной проблемой развития классических СМИ – это производство качественного контента и материально-техническая составляющая телеканала и радиостанции. Часть возможных путей преодоления проблем в области развития СМИ были представлены на конференции АПИНО-2021 в СПбГУТ [1]. А также на V Международном научно-техническом форуме Телекоммуникации: Теории и Технологии в ПГУТИ (г. Самара) [2].

Как показывает статистика исследовательской компании Mediascore [3] зрителей и слушателей больше всего интересует контент регионального значения. В Санкт-Петербурге и Ленинградской области за это отвечает, в том числе Телеканал 78 – городской телеканал и интернет-издание. Он расположен по адресу: Санкт-Петербург, Петроградская наб., д. 18. Начал свою работу 1 сентября 2017 года в аналоговой сети города на 31 ТВК (554 МГц) и в кабельных сетях Северо-Западной и Центральной частях России, а также на спутнике Intelsat 33e (*Intelsat 904*) 60°E:

- скорость передачи: 11503 MHz;
- поляризация: V (вертикальная);
- символьная скорость (sr): 3330 Ks/s;
- коррекция ошибок (fec): $\frac{3}{4}$.

После переезда федерального Пятого канала из Санкт-Петербурга в Москву, неофициально является преемником Ленинградского телевидения. Сегодня на нём работают бывшие сотрудники Пятого канала и закрытого телеканала 100ТВ, которые продолжают делать программы для всего региона.

Для создания контента сегодня на Телеканал 78 используется следующее оборудование в аппаратно-студийном блоке (АСБ), которое выполняет функции по формированию и обработке телевизионных сигналов, формированию комбинированных изображений от нескольких источников с применением разнообразных художественных эффектов и средств перехода от одного изображения к другому. В АСБ осуществляются также формирование и обработка сигналов звукового сопровождения, коммутация и контроль

сигналов и изображений во всех основных точках АСЕ. В состав АСЕ входят телевизионная студия (СТ), техническая аппаратная (ТА), аппаратные видеорежиссера (АВР) и звукорежиссера (АЗР) [4].

Студии АСБ оснащены ТВ камерами с соответствующими камерными каналами, видеоконтрольными устройствами (ВКУ), звуковым, осветительным и прочим оборудованием. В аппаратной располагается пульт видеорежиссера, с помощью которого осуществляется обработка телевизионных сигналов (микширование, введение электронной рирпроекции, спец- и видеоэффектов, титров, знаков), формируются комбинированные изображения. Для контроля изображений в разных точках тракта используются видеомониторы. Имеется возможность служебной связи режиссера со студией и другими аппаратными АСБ [4]. Состав оборудования аппаратной звукорежиссера аналогичен составу оборудования студийной аппаратной. Дополнительно в аппаратной установлены видеомониторы.

На Телеканале 78 сегодня расположено 4 аппаратно-студийных блока, из них две студии основные и две – вспомогательные:

- АСБ-1 – основная студия телеканала. Он разделен на 3 зоны: гостевая, общая и информационно-политическая. Работает 8 камер, среди них одна камера на кране и одна на тележке. То есть данные камеры в тракте работают в движении. В студии две большие плазмы, которые несут за собой декоративную и информационно-графическую составляющую.

- АСБ-2 – информационно-аналитическая студия. Три камеры работают статично и одна камера в движении. В студии одна маленькая графическая стена и одна информационно-графическая плазма.

- АСБ-3 – общественно-политическая зона. Вспомогательная студия, где работает 5 камер, среди них одна камера на кране и одна на тележке. В студии одна информационно-графическая плазма. Управление камерами и операторами происходит только через тракт АСБ-1.

- АСБ-4 – студия-балкон. Она расположена на смотровой площадке офиса. Имеет только одну камеру. Управление происходит через тракт АСБ-1 и АСБ-2.

Также в ТТЦ есть АСБ без камер - коммутационные, которые предназначены для автоматизированной выдачи заранее записанных передач, включая и дикторские вставки. Здесь данную роль выполняет центральная эфирная аппаратная.

В тракте участвует следующее оборудование:

1. камеры «Sony HDW-650P». Расположены во всех АСБ;
2. видеомикшеры режиссёра «Grass Valley Kayak HD 4U»;
3. плазмы Samsung разных характеристик;
4. аудиомикшеры Solid State Logic разных характеристик.

Для съёмки контента за пределами АСБ используется и выездное оборудование: Камеры «Sony DSR-400P dvcam», квадрокоптеры «DJI Mini 2 Fly

More Combo», Мобильная система передачи видео высокого качества «LiveU».

Аудитория классический СМИ с каждым годом становится всё меньше [3]. С приходом интернет-технологий данные виды связи не популярны у молодого поколения. Однако до сих пор телевидение и радио побеждает в борьбе с качеством, доступности и безграничности. Поэтому даже когда нет в доступе интернета, можно легко включить радио и телевидение и найти программу по душе.

Список используемых источников

1. Бучатский А. Н., Крюков В. А. Перспективная модель медиавещания для Российской Федерации – Метод централизованной доставки информации к сплайсерам объектов цифрового телевизионного и радиовещания для решения задачи региональной модификации мультиплексов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Юбилейная Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 2. С. 124–139.

2. Бучатский А. Н., Крюков В. А. Перспективная модель медиавещания Российской Федерации – Выход за рамки стереотипов // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций 2021 : материалы XXIII межд. науч. конф., Самара, 23–26 нояб. 2021 г. М. : V научный форум телекоммуникации: теория и технология, 2021. С. 12–15.

3. Исследовательская компания «Mediascope» [Электронный ресурс]. URL: <https://mediascope.net> (дата обращения 03.02.2023).

4. Алтуфьев А. Г. Телевизионные центры. [Электронный ресурс] // Особенности наземного ТВ вещания. Структура усилительного тракта (камерный канал). Принцип работы передающей цветной ТВ камеры. Москва, 2014. С.25. URL: https://studopedia.ru/1_89568_televizionnie-tsentri.html (дата обращения 10.02.2023).

УДК 654.172
ГРНТИ 49.40.49

МЕТОДЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Е. А. Морозова, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Существует множество различных методов стабилизации изображения, но глобально они делятся на блочные методы и методы, основанные на функциях. Блочный подход основан на определении локальных векторов движения, а подходы, основанные на функциях, позволяют получить глобальные вектор движения через анализ того или иного признака.

стабилизация изображения, вектор движения, блочный метод, функции.

Современное искусство видеосъемки подразумевает что зритель не будет вынужден думать о качестве изображения, а сможет полностью погрузиться в восприятие. Чтобы обеспечить это используются различные инструменты улучшения качества видеоизображения, в том числе необходима стабилизация так как дрожание кадра может очень мешать восприятию [1–3].

В настоящее время большинство подходов к стабилизации изображений используют выравнивание кадров с учетом значения интенсивности. Некоторые методы (на основе блоков) сначала делят изображение на блоки, обычно квадратные, а затем ищут соответствующие блоки в следующем кадре как показано на рис. 1. Сопоставление выполняется в пределах окна поиска, минимизирующего собственную функцию ошибки.

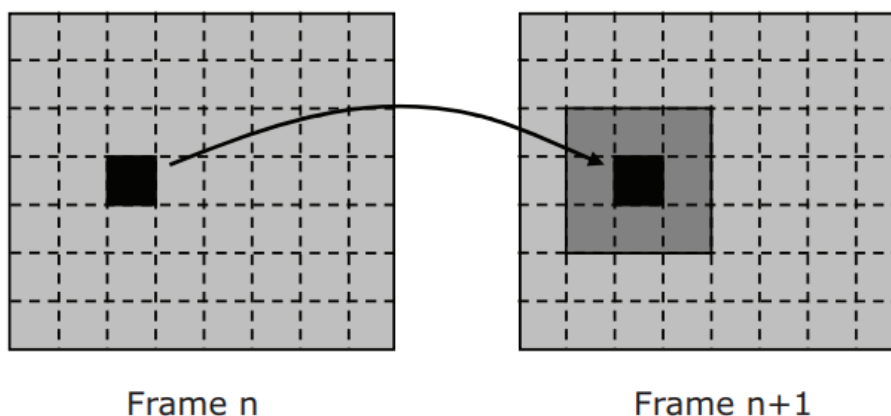


Рис. 1. Блочный метод стабилизации изображения

Эти подходы обычно предполагают только поступательное движение для каждого блока, принимая во внимание ограниченный размер блока и высокую частоту кадров. Поступающая из разных пространственных точек в кадре информация затем используется для вычисления (через метод наименьших квадратов) глобального вектора движения. Алгоритм блочного метода состоит из нескольких шагов. Прежде всего, начиная с пары последовательных кадров, сопоставляются блоки, вычисляются локальные векторы движения. Затем эти векторы фильтруются модулем предварительной фильтрации с помощью некоторых простых правил отклонения, основанных на качестве совпадения, однородности блоков и сходстве векторов с окружающими блоками. Информация, полученная на предыдущем шаге, используется в фильтре памяти для выполнения дальнейшей фильтрации. После этого оцениваются параметры межкадрового преобразования через несколько итераций метода наименьших квадратов. Наконец, некоторые меры ошибок, используемые фильтром памяти, вычисляются методом вычисления матрицы ошибок. На рис. 2 представлен пример векторной фильтрации. Сохраняются только надежные векторы движения.

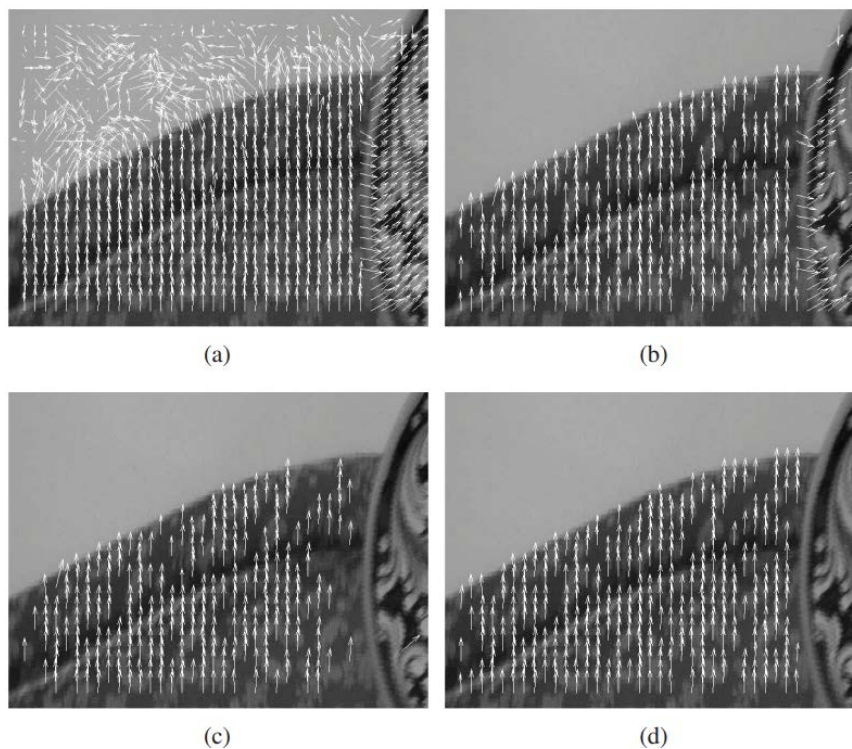


Рис. 2. Пример процесса фильтрации

Модуль предварительной фильтрации фильтрует ненадежные локальные векторы движения, генерируемые модулем ВМА (который обычно вычисляет много неверных векторов движения). Эти ошибки обычно зависят от содержания сцены (т. е. однородных областей, периодических паттернов), и количество неправильных векторов движения обычно увеличивается при использовании приближенного ВМА. Эти алгоритмы для ускорения процесса сопоставления рассматривают только часть пространства поиска; следовательно, они, вероятно, будут введены в заблуждение локальными минимумами. Чтобы отфильтровать эти векторы, бесполезные для глобальной оценки движения, авторы применяют следующее соображение: значения SAD (сумма абсолютных разностей) должны быть минимальными (эффективное совпадение): локальные векторы движения имеют близкие значения в своей окрестности (NS); локальные векторы движения, отнесенные к однородным блокам, ненадежны (*Unhom*).

Соответствующие индексы:

$$SAD = \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{k=0}^{W-1} |B_1(h, k) - B_2(h, k)|,$$

где B_1 и B_2 – два соответствующих блока размером $W \times H$.

$$NS(i, j) = \frac{1}{8} \sum_{k=-1}^1 \sum_{h=-1}^1 |Mv_x(i, j) - Mv_x(i + k, j + h)| + |Mv_y(i, j) - Mv_y(i + k, j + h)|,$$

где $Mv_x(i, j)$ и $Mv_y(i, j)$ – компоненты локального вектора движения с центром в (i, j) по осям x и y соответственно.

$$Unhom_x = \sum_{h=0}^{H-1} \sum_{k=1}^{W-1} |B(h, k) - B(h, k - 1)|,$$

$$Unhom_y = \sum_{h=1}^{H-1} \sum_{k=0}^{W-1} |B(h, k) - B(h - 1, k)|,$$

где B – блок размером $W \times H$.

Согласно этим формулам все векторы правильно отфильтрованы. Эти фильтры удаляют все неправильные векторы, вычисленные универсальным алгоритмом сопоставления блоков. Однако из-за движущихся объектов в сцене есть векторы, правильно вычисленные ВМА (следовательно, не отфильтрованные модулем предварительной фильтрации), которые необходимо удалить, чтобы иметь хорошую оценку межкадровых параметров. Если в сцене есть большие движущиеся объекты, информации об одном изображении недостаточно для фильтрации этих векторов, и выходная последовательность будет следовать за движущимся объектом. Чтобы сделать алгоритм устойчивым к таким ситуациям, модуль фильтра памяти использует информацию о предыдущем кадре, распространяя вычисленную ошибку через последовательные кадры (неверные области в кадре t с высокой вероятностью ошибочны в кадре $t + 1$).

Все шаги, описанные выше, предназначены для удаления выбросов. Затем эти векторы используются для вычисления параметров межкадрового преобразования. Рассматривая n векторов движения, можно получить следующую линейную систему с избыточными ограничениями:

$$A \cdot p = b,$$

$$A = \begin{pmatrix} x_{i1} & -y_{i1} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{in} & -y_{in} & 1 & 0 \\ y_{i1} & x_{i1} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{i1} & x_{i1} & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$p = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} x_{f1} \\ \vdots \\ x_{fn} \\ y_{f1} \\ \vdots \\ y_{fn} \end{bmatrix},$$

где $p_1 = \lambda \times \cos \theta$; $p_2 = \lambda \times \sin \theta$; $p_3 = T_x$; $p_4 = T_y$

Вычисление вектора может зависеть от шума, поэтому применяют линейный метод наименьших квадратов к набору избыточных уравнений для получения вектора параметров.

$$p = (A^t \cdot A)^{-1} \cdot A^t \cdot b.$$

Все параметры модели подобия λ , θ , T_x , T_y могут быть легко получены из вектора p следующим образом:

$$\lambda = \sqrt{p_1^2 + p_2^2},$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{p_2}{p_1}\right),$$

$$T_x = p_3,$$

$$T_y = p_4.$$

Методы, основанные на признаках, позволяют напрямую получить глобальный вектор движения через анализ определенного признака Чензи и др. извлекать углы как точки из первого кадра и отслеживать их в следующих кадрах. Чтобы предсказать траекторию локальных особенностей, используется фильтр Калмана с постоянной скоростью. Кроме того, чтобы справиться со сбоями трекара или движущимися объектами, они используют надежное правило отклонения (X84) для избегания выбросов. Сопоставление выполняется с учетом линейного проективного преобразования (гомографии) между соответствующими отфильтрованными точками.

Метод использует функции SIFT для оценки межкадрового движения. Прежде всего, он отбрасывает очень длинные локальные векторы движения, созданные сопоставлением SIFT. Затем он вычисляет параметры межкадрового преобразования (масштаб, вращение, сдвиги по осям x и y) с оценкой методом наименьших квадратов. Чтобы справиться с выбросами и получить лучшую производительность, они уточняют оценочные значения с помощью фильтра частиц. Весовые параметры фильтра вычисляются как по интенсивности, так и по сходству на основе краев между расчетным и эталонным изображениями.

Еще один метод извлекает угловые элементы из изображения и вычисляют первое грубое преобразование (гомографию) с помощью метода

наименьших квадратов. Затем выполняется итеративный этап уточнения, основанный на евклидовом расстоянии между оцененным и измеренным положением точки. Качество компьютерной гомографии оценивается по некоторым критериям, основанным на пространственном распределении признаков.

Другой подход вычисляет надежные точки с помощью быстрой оценки движения на основе признаков. технологии (FFME). Эти функции устойчивы к шуму, апертуре проблемы, изменения освещения и небольшие вариации 3D-точки зрения. Резкие вращения и вариации масштаба не учитываются: из-за высокой временной корреляции они вряд ли будут в видео. Определяется параметр межкадрового преобразования с помощью комбинации RANSAC (*RANdOm SAmple Consensus*) и LMedS (наименьшая медиана квадратов).

Список используемых источников

1. Mercenaro L., Vernazza G., and Regazzoni C. “Image stabilization algorithms for video-surveillance application,”// In Proceedings of International Conference on Image Processing (ICIP-01), pp. 349–352, Thessaloniki (Greece), 2001.
2. Battiato S. and Lukac R. Encyclopedia of Multimedia // Ch. Video Stabilization Techniques, pp. 941–945. Springer-Verlag, October 2008.
3. Ялов А. Л. Распознавание движения со стационарной и поворотной камер видеонаблюдения // Процессы управления и устойчивость : труды 44-й международной научной конференции аспирантов и студентов под ред. Н. В. Смирнова, Т. Е. Смирновой. СПб.: Изд. дом С.-Петербур. гос. ун-та, 2013. С. 508–512.

УДК 621.396.62

ГРНТИ 47.05.17

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ТИПА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА

Нгуен Чонг Нхан, Чан Хыу Нгхи

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В. И. Ульянова (Ленина)

В статье рассматриваются методы распознавания типа модуляции сигнала в интересах радиомониторинга. Отмечены технические особенности реализации методов, достижимые с учетом современного уровня развития техники. В качестве модели сигналов рассмотрены модели простых импульсных сигналов, сигналов с линейно-возрастающим и линейно-убывающим законами изменения частоты, фазоманипулированных сигналов с двоичным и квадратурным законами чередования фаз. Приведено краткое

описание автокорреляционного метода, метода цикло-стационарного спектрального анализа, а также методов частотно-временного анализа: оконного преобразования Фурье, вейвлет-преобразования, частотно-временного распределения. Для каждого из рассмотренных методов указаны достоинства и недостатки.

распознавание типа модуляции, автокорреляционный метод, метод цикло-стационарного спектрального анализа, оконное преобразование Фурье, вейвлет-преобразование, частотно-временное распределение.

С увеличением номенклатуры и количества радиоэлектронных средств возрастает необходимость выполнения радиочастотного спектрального анализа [1–4]. Одним из основных этапов анализа является распознавание сигнала по типу внутриимпульсной модуляции [5, 6].

На практике в системах радиолокации, навигации и связи широко используются простые импульсные (ПИ) сигналы, сигналы с линейно-убывающим (ЛЧМ–) и линейно-возрастающим (ЛЧМ+) законами изменения частоты, фазоманипулированные сигналы с двоичным (ДФМ) и квадратурным (КФМ) законами чередования фаз [5–7].

В сложной сигнальной обстановке сигналы различных средств с высокой вероятностью накладываются во времени [4, 6–9], поэтому различение сигналов может быть затруднено. Следовательно, для выявления преимуществ и недостатков существующих методов распознавания типа модуляции принимаемого сигнала целесообразно выполнить их сравнительный анализ.

Цель работы – сравнительный анализ известных методов распознавания типа модуляции ЛЧМ+, ЛЧМ–, ПИ и ФМ-сигналов.

Методы распознавания типа модуляции сигнала

Автокорреляционный метод. Сущность автокорреляционного метода, представленного в работе [10], заключается в выделении колебания сигнала на разностной частоте $y_{\text{раз}}(t)$ после перемножения входного $x(t)$ и задержанного сигналов $x(t - \tau)$ для распознавания ЛЧМ-сигнала:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t)x(t - \tau) = U_0 \cos[2\pi(f_0 t + \phi(t))] U_0 \cos[2\pi(f_0(t - \tau) + \phi(t - \tau))] = \\ &= \frac{U_0^2}{2} \cos[2\pi(2f_0 t + \phi(t) + \phi(t - \tau) - f_0 \tau)] + \frac{U_0^2}{2} \cos[2\pi(\phi(t) - \phi(t - \tau) + f_0 \tau)] = \\ &= y_{\text{раз}}(t) + y_{\text{сум}}(t), \end{aligned}$$

где U_0 – амплитуда, f_0 – начальная частота, $\phi(t) = \frac{\gamma t^2}{2} + \phi_0$ – функция модуляции, γ – скорость изменения частоты, τ – время задержки, ϕ_0 – начальная фаза.

В [11–13] предложен и исследован усовершенствованный алгоритм на основе автокорреляционной обработки, позволяющий дополнительно распознавать ПИ, ЛЧМ- и ДФМ-сигналы по особенностям в спектре частотных составляющих сигнала $y_{\text{раз}}(t)$.

Преимущество метода – относительная простота с точки зрения технической реализации. Показано, что метод может быть реализован на основе серийно выпускаемой ПЛИС [14, 15]. Недостатки метода – отсутствие возможности распознавания КФМ-сигнала и ошибки распознавания при приеме наложенных во времени импульсов.

Метод цикло-стационарного спектрального анализа. Сущность данного метода заключается в выделении признаков типа модуляции сигнала в двухчастотной плоскости (частота f и циклическая частота α) с помощью преобразования [16–18]:

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) \exp(-i2\pi f\tau) d\tau,$$

где τ – время задержки, $R_x^\alpha(\tau)$ – циклическая автокорреляция входного сигнала $x(t)$, определяемая следующим выражением:

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-i2\pi\alpha t) dt.$$

Преимущество метода – при добавлении умеренного белого гауссовского шума на входе алгоритма способность распознавания типа модуляции сигнала существенно не ухудшается, а остается достаточно устойчивой, поскольку белый гауссовский шум не коррелируется и подавляется в этом методе спектральной корреляции. Недостаток метода – цикло-стационарная обработка плохо работает со всеми типами ФМ-сигналов. Это, в основном, связано с отсутствием временной информации, необходимой для идентификации кодовой последовательности.

Методы частотно-временного анализа (ЧВА) основаны на определении концентрации энергии по оси частот в заданный момент времени [19–23]. Существует большое количество разновидностей методов ЧВА, однако применительно к рассмотренным типам сигналов наиболее часто используется оконное преобразование Фурье (ОПФ), вейвлет-преобразование, частотно-временное распределение.

ОПФ. Данный метод представляет преобразование Фурье принимаемого сигнала $x(t)$ с применением взвешивающего окна $w(t - \tau)$ во временной области, сдвинутого на время τ [19]:

$$X_{wF}(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau)x(t)\exp(-i\omega t)dt,$$

где ω – угловая частота.

Преимущества метода – высокое быстродействие, простота технической реализации, а также линейность, позволяющая наглядно показывать принимаемый сигнал в частотно-временной плоскости, когда он представляет собой сумму нескольких сигналов. Недостаток метода – противоречие между временным и частотным разрешениями – увеличение разрешения по частоте приводит к уменьшению разрешения по времени и наоборот. Кроме того, для распознавания ФМ-сигналов по фазовым спектрограммам требуется высокое входное отношение сигнал-шум. Это связано с сильным искажением фазовых спектрограмм под влиянием шума [19]. Для устранения первого недостатка для вычисленной частоты дополнительно выполняют выделение и анализ огибающей сигнала на промежуточной частоте [6, 20].

Вейвлет-преобразования. Вейвлет-преобразование делит частотно-временную плоскость на фрагменты. В отличие от ОПФ, вейвлет-преобразование использует короткие высокочастотные и длинные низкочастотные базисные функции. Вейвлет-преобразование принимаемого сигнала $x(t)$ имеет следующую форму [21, 22]:

$$X_w(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h^*\left(\frac{t-b}{a}\right)dt,$$

где $h\left(\frac{t-b}{a}\right)$ – базисные функции из одного прототипа вейвлета $h(t)$, a – положительное число, b – действительное число, а знак * указывает на комплексно-сопряженное число.

Преимущества метода – возможность изменения разрешения по частоте за счет изменения параметра a независимо от разрешения по времени, и возможность идентификации скачков фазы. Поэтому данный метод позволяет эффективно распознавать ФМ-сигналы. Недостаток метода – необходимость индивидуального подбора вейвлет-функций в зависимости от типа и параметров принимаемого сигнала [21]. Но, поскольку при радиомониторинге эта информация априорно неизвестна, требуется наличие множества параллельных каналов обработки. Поэтому для метода характерны высокие вычислительная сложность и сложность технической реализации.

Частотно-временное распределение. В качестве частотно-временного распределения рассмотрим распределение Чоя-Вильям. Данное распределение демонстрирует концентрацию энергии сигнала $x(t)$ в частотно-временной плоскости в соответствии с выражением [16]:

$$CWD_x(t, \omega) = \int_{\tau=-\infty}^{\infty} \left[\int_{\mu=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi\tau^2}} \exp\left(\frac{\sigma(\mu-t)^2}{4\tau^2}\right) x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] \exp(-i\omega\tau) d\tau, \quad (1)$$

где ω – угловая частота, σ – положительный фактор масштабирования, а знак * указывает на комплексно-сопряженное число.

Преимущество метода – способность распознавать все рассмотренные типы сигналов. Недостаток метода – высокая вычислительная сложность, поскольку интеграл в (1) требует больших вычислений по сравнению с ОПФ и вейвлет-преобразованием.

Полученные в ходе проведенного сравнительного анализа результаты будут использованы для разработки на их основе комбинированного алгоритма распознавания, а также соответствующей ему аппаратно-программной реализации. Такой алгоритм должен с высокой вероятностью распознавать наложенные во времени сигналы с ЛЧМ+, ЛЧМ– и ФМ-модуляцией, а также простые импульсы и при этом иметь допустимую для практического применения сложность реализации.

Список используемых источников

1. Sviatkina V., Kuptsov V., Davydov V., Rud V. On possibility of using of spectral analysis for control the energy distribution of electromagnetic waves in radar channels // 2020 International Conference on Information Technology and Nanotechnology. 2020. pp. 1–4.
2. Дворников С. В., Дворников С. С., Жеглов К. Д. Проактивный контроль пригодности радиоканалов в режиме ППРЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 15–20.
3. Дворников С. В., Дворников С. С., Пшеничников А. В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Информационно-управляющие системы. 2019. № 4 (101). С. 62–68.
4. Podstrigaev A. S. et al. Selecting a Receiver for Wideband Spectrum Sensing in Cognitive Radio Systems Based on an Assessment of the Signal Environment Complexity // 21st International Conference, NEW2AN 2021, and 14th Conference, ruSMART 2021, St. Petersburg, Russia, August 26–27 2021. pp. 352–364.
5. Дворников С. В., Сиверс М. А., Дворников А. С., Дворников С. С. Распознавание сигналов на основе вероятностной оценки дисперсии векторов их признаков // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2020. № 3. С. 81–90.
6. Подстригаев А. С., Смоляков А. В., Лихачев В. П. Программно-определяемые средства широкополосного анализа сигналов на основе технологии субдискретизации. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2021. 184 с.
7. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением : монография. М. : Радиотехника, 2020. 280 с.
8. Podstrigaev A. S., Smolyakov A. V., Maslov I. V. Probability of Pulse Overlap as a Quantitative Indicator of Signal Environment Complexity // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2020. № 23(5). С. 37–45.
9. Podstrigaev A. S. et al. New Method for Determining the Probability of Signals Overlapping for the Estimation of the Stability of the Radio Monitoring Systems in a Complex Signal Environment // Lecture Notes in Computer Science. 2019. V. 11660. pp. 525–533.

10. Лихачев В. П., Купряшкин И. Ф., Семенов В. В., Сотников И. М. Обоснование требований к вычислительному устройству цифрового автокорреляционного приемника сигналов РСА // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 1. С. 9–9.

11. Лихачев В. П., Веселков А. А., Нгуен Ч. Н. Способ определения видов радиолокационных сигналов в автокорреляционном приемнике. Пат. 2683791 РФ; заявитель и правообладатель ВУНЦ ВВС «ВВА» имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина. – № 2018112916; заявл. 09.04.2018; опубл. 02.04.2019.

12. Нгуен Ч. Н., Подстригаев А. С. Распознавание сигналов в автокорреляционном приемнике // Вестник связи. 2022. № 5. С. 36–40.

13. Нхан Н. Ч., Подстригаев А. С. Экспериментальная проверка алгоритма распознавания типа сигнала в автокорреляционном приемнике // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 46–52.

14. Нгуен Ч. Н., Подстригаев А. С., Леонов И. Е. Математическая модель алгоритма распознавания типа модуляции сигнала в автокорреляционном приемнике средств радиотехнического мониторинга // Труды МАИ. 2020. № 113. С. 11.

15. Nhan N. T., Podstrigaev A. S., Nghi T. H. Estimation of the Computational Complexity of the Algorithm for Determining the Type of Signal Modulation in the Autocorrelation Receiver // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). 2021. pp. 1655–1658.

16. Pace P. E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. Boston: Artech House, 2009. 893 p.

17. Giannakis G. B., Madisetti V. K., Williams D. B. Cyclostationary signal analysis // Digital Signal Processing Handbook. 1998. V. 31. pp. 1–17.

18. He X., Zeng Z., Guo C. Signal classification based on cyclostationary spectral analysis and HMM/SVM in cognitive radio // 2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation. 2009. N 3. pp. 309–312.

19. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Издательство БИНОМ, 2006. 655 с.

20. Чан Хью Нгхи, Подстригаев А. С., Нгуен Чонг Нхан. Алгоритм классификации сигналов с детектированием на двух промежуточных частотах для средств радиотехнического мониторинга // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 7. С. 30–39.

21. Дворников С. В., Сауков А. М. Метод распознавания радиосигналов на основе вейвлет-пакетов // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 1. С. 85–93.

22. Дворников С. В., Степанин Д. В., Дворников А. С., Букарева А. П. Формирование векторов признаков сигналов из вейвлет-коэффициентов их фреймовых преобразований // Информационные технологии. 2013. № 5. С. 46–49.

Статья представлена научным руководителем, доцентом кафедры РЭС СПбГЭТУ, кандидатом технических наук, доцентом А. С. Подстригаевым.

УДК 621.396.677
ГРНТИ 47.45.29

ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ГИБРИДНОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ

И. А. Никитин, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проблемой цифрового диаграммообразования в сетях пятого и последующих поколений в диапазоне миллиметровых волн является сложность аппаратной реализации трактов пространственной обработки сигналов в многоэлементных приемопередающих антенных решетках. Одним из подходов к решению этой проблемы является подход гибридного аналого-цифрового диаграммообразования, сохраняющий высокую эффективность цифрового диаграммообразования и приемлемую сложность аналогового диаграммообразования. В настоящей работе исследуются возможности гибридного диаграммообразования в части обеспечения спектральной эффективности. Представлен подход к формированию весовых коэффициентов антенной решетки при гибридном диаграммообразовании. Представленные результаты имитационного моделирования в среде MATLAB в формате рассчитанных и построенных графиков оценки спектральной эффективности подтвердили, что гибридное диаграммообразование при более скромной программно-аппаратной архитектуре сопоставимо с возможностями цифрового диаграммообразования по критерию спектральной эффективности.

5G, гибридное диаграммообразование, адаптивные антенные решётки, Massive MIMO.

Требования повышения пропускной способности и увеличения ширины полосы частот в сетях пятого 5G и последующих B5G (*Beyond 5G*) поколений обусловили необходимость перехода из дециметровых в диапазон миллиметровых волн (ММВ) [1, 2]. Уменьшение длины волны позволяеткратно увеличить размерность приемопередающих антенных решеток (АР) и реализовать возможности пространственной обработки сигналов (ПОС) в многоантенных системах Massive MIMO [3–5] для повышения пропускной способности [6], эффективности разнесенного приема [7] и цифрового диаграммообразования (ДО) [8]. ДО в режиме узконаправленных передач позволяет существенно повысить вероятность успешного приема [9] и, таким образом, реализовать пространственное уплотнение устройств в самоорганизующихся сетях [10]. Возможность организации направленных сеансов радиосвязи особенно актуальна для сетей 5G/B5G диапазона ММВ в части компенсации высоких потерь при распространении радиоволн (РРВ) за счет повышения коэффициентов усиления (КУ) при надлежащей ориентации диаграмм направленности антенн (ДНА), в том числе, на основе данных

о позиционировании сетевых устройств [11, 12]. Для ориентации ДНА посредством цифрового ДО можно использовать позиционирование на основе угла прихода сигнала [13–16].

Известной проблемой цифрового ДО в портативных устройствах сетей 5G/В5G является сложность аппаратной реализации трактов ПОС в многоэлементных приемопередающих АР. Хотя системы диапазона ММВ позволяют АР разместить больше антенных элементов на единицу площади, использование приёмопередатчика для каждого элемента АР становится на сегодняшний день неоправданно дорогим. В качестве компромисса один приёмопередатчик часто используется для работы на нескольких антенных элементах. В целом подходы к предварительному кодированию при ПОС не зависят от частоты несущей, однако обработка сигналов в системах диапазона ММВ имеет следующее основное ограничение. При обработке baseband сигналов в цифровом виде в основной полосе частот ПОС характеризуется максимальной гибкостью – можно контролировать как фазу, так и амплитуду сигнала в цифровом виде. Недостатком такого подхода является требование наличия отдельного радиоблока аналоговой обработки с понижающим/повышающим преобразованием частоты и аналого-цифровым (АЦП) / цифро-аналоговым (ЦАП) преобразованием для каждого элемента АР; при числе элементов в несколько десятков или сотен такой подход на сегодняшний день с точки зрения аппаратной реализации представляется затруднительным. Высокие стоимость и энергопотребление множественных аналоговых блоков радиочастоты (РЧ) диапазона ММВ не позволяют в настоящее время использовать архитектуру цифрового ДО, поэтому используется гибридное аналого-цифровое ДО [17]. Схема приемопередатчика с гибридным ДО показана на рис. 1.

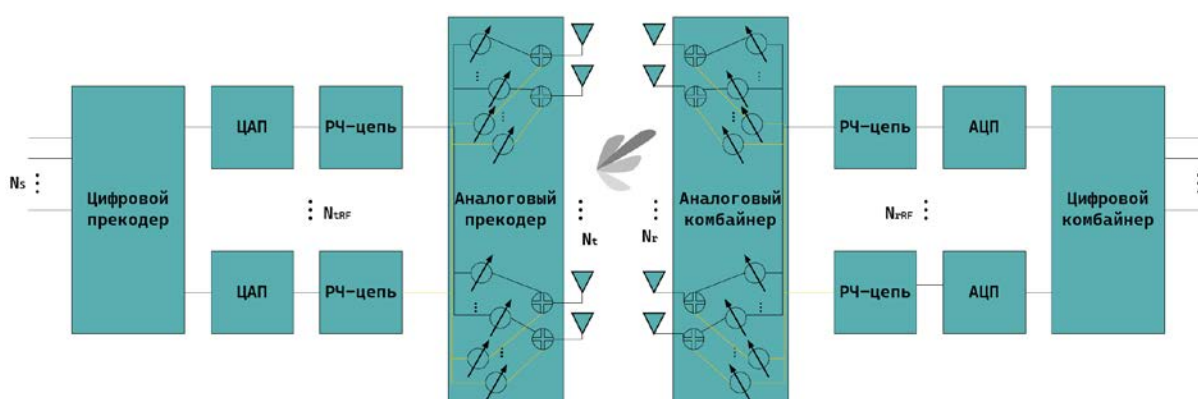


Рис. 1. Обобщенная схема приемопередатчика с гибридным диаграммообразованием

В системе с цифровым ДО сигнал модулируется набором весовых коэффициентов прекодирования, распространяется в канале и восстанавливается с помощью набора комбинирующих весовых коэффициентов. Этот процесс можно описать обобщенной формулой:

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{X} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N}) \cdot \mathbf{W};$$

где \mathbf{X} – матрица потоков данных с числом столбцов N_S , где N_S – число потоков данных; \mathbf{F} – матрица весов прекодирования размерности N_S строк и N_t столбцов, где N_t – количество элементов АР передатчика; \mathbf{W} – матрица комбинирующих весов размерности N_r строк и N_S столбцов, где N_r – количество элементов АР приёмника; \mathbf{N} – матрица шумов приёмника с числом столбцов N_r ; \mathbf{Y} – матрица восстановленных потоков данных с числом столбцов N_S . Поскольку задачей цифрового ДО является увеличение спектральной эффективности, получение весов \mathbf{F} и \mathbf{W} можно рассматривать как задачу оптимизации, в которой искомые оптимальные веса при умножении в выражении $\mathbf{F} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{W}^T$ дают диагональную матрицу, таким образом каждый поток данных в \mathbf{X} можно восстановить самостоятельно. В системе гибридного ДО поток сигналов аналогичен, и весовые коэффициенты прекодирования, и комбинирующие коэффициенты представляют собой комбинации цифровых весов для основной полосы частот цифрового baseband сигнала и аналоговых весов для аналогового радиосигнала на несущей частоте диапазона ММВ. Цифровые веса на передаче \mathbf{F}_{BB} и \mathbf{W}_{BB} на приеме преобразуют входящие потоки данных во входные сигналы в каждой радиочастотной цепи, а затем аналоговые веса на передаче \mathbf{F}_{RF} и \mathbf{W}_{RF} на приеме преобразуют сигнал в каждой РЧ-цепи в сигнал, передаваемый или принимаемый каждым элементом АР. Аналоговые веса \mathbf{F}_{RF} и \mathbf{W}_{RF} могут содержать только фазовые сдвиги. Математически это можно записать как:

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{BB} \cdot \mathbf{F}_{RF},$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_{BB} \cdot \mathbf{W}_{RF}.$$

Поскольку и \mathbf{F}_{RF} , и \mathbf{W}_{RF} можно использовать только для изменения фазы сигнала, в процессе оптимизации существуют дополнительные ограничения для определения оптимальных весов [17–20]. В идеале, результирующая комбинация $\mathbf{F}_{BB} \cdot \mathbf{F}_{RF}$ и $\mathbf{W}_{BB} \cdot \mathbf{W}_{RF}$ является точным приближением \mathbf{F} и \mathbf{W} , полученным без этих ограничений. К сожалению, одновременно оптимизировать все четыре матрицы довольно сложно. Поэтому предлагается множество алгоритмов для получения весов при разумной вычислительной мощности. В рассматриваемой далее имитационной модели (ИМ) [21] лежит подход [17], который разделяет оптимизацию весов прекодирования и комбинирования. Сначала применяется алгоритм поиска ортогонального соответствия (*orthogonal matching pursuit algorithm*) для получения весов прекодирования. После вычисления весов прекодирования их результат используется для получения комбинирующих весов.

Далее представлены результаты ИМ с гибридным ДО в конфигурации ММО $8 \cdot 8 = 64$ на $4 \cdot 4 = 16$ с прямоугольными АР из 64 элементов и 4 РЧ-цепей на передающей стороне и из 16 элементов и 4 РЧ-цепей на приемной

стороне. Рассчитанная спектральная эффективность для систем цифрового и гибридного ДО с одним и двумя потоками данных показана на рис. 2.

Результаты ИМ продемонстрировали сопоставимые значения спектральной эффективности для систем с гибридными весами по сравнению с системой с оптимальными весами при цифровом ДО; при этом гибридное ДО гораздо проще с точки зрения реализации.

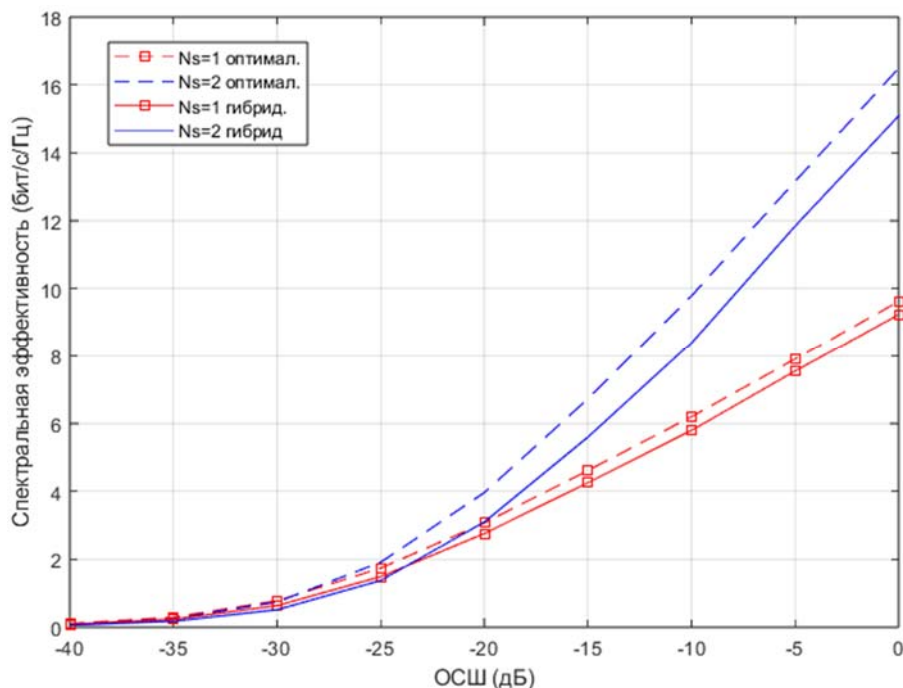


Рис. 2. Оценка спектральной эффективности систем с цифровым и гибридным ДО

Финансовая поддержка

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

Список используемых источников

1. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
2. Фокин Г. А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения : дис. ... докт. техн. наук : 05.12.04, 05.12.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2021. 499 с.
3. Лазарев В. О., Фокин Г. А. Особенности реализации и перспективы развития технологии Massive MIMO в сетях // Интернет вещей и 5G (INTHITEN 2017). 3-я международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых. Под редакцией А. Е. Кучерявого. 2017. С. 186–190.
4. Мамонтов Д. Е., Фокин Г. А. Использование технологий Massive MIMO в сетях 5G // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 236–241.

5. Степанец И., Фокин Г. Особенности реализации Massive MIMO в сетях 5G // Первая мила. 2018. № 1 (70). С. 46–52.
6. Степанец И. В., Фокин Г. А., Мюллер А. Способы оценки пропускной способности систем massive MIMO // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 10. С. 64–69.
7. Степанец И. В., Фокин Г. А. Оценка показателей качества разнесенного приема систем Massive MIMO // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2018. Т. 3. С. 279–284.
8. Кулик И. Ю., Фокин Г. А. Возможности диаграммообразования Smart антенн // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 210–214.
9. Бабков В. Ю., Фокин Г. А. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4 (82). С. 77–84.
10. Фокин Г. А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.13 / Фокин Григорий Алексеевич. Санкт-Петербург, 2009. 144 с.
11. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
12. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
13. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ 2014. С. 124–128.
14. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
15. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ 2015. Т. 1. С. 122–126.
16. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах. Материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого. 2015. С. 25–26.
17. Ayach O. E., Rajagopal S., Abu-Surra S., Pi Z., Heath R. W. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2014. Vol. 13. № 3. P. 1499-1513.
18. Roh W. et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. № 2. P. 106–113.

19. Alkhateeb A., Ayach O. El, Leus G., Heath R. W. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. 2014. Vol. 8. № 5. P. 831–846.

20. Heath R. W., González-Prelcic N., Rangan S., Roh W., Sayeed A. M. An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. 2016. Vol. 10. № 3. P. 436–453.

21. Introduction to Hybrid Beamforming. MathWorks, Inc. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/introduction-to-hybrid-beamforming.html> (дата обращения 24.01.2023).

УДК 608.4
ГРНТИ 49.33.31

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА PUSCH 5G NR В СРЕДЕ MATLAB

А. В. Никитина, С. И. Остроумов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время идет активное внедрение систем мобильной связи пятого поколения стандарта 5G NR. Одна из основных задач технологий пятого поколения – обеспечение высокой пропускной способности сети. Для этого используют схемы модуляции высоких порядков, переменный коэффициент разнесения поднесущих, максимально возможные полосы частот, а также антенные системы massive-MIMO. В данной статье описана модель оценки пропускной способности канала PUSCH 5G NR в среде MATLAB, описаны сетевые параметры, которые на нее влияют и представлены графики зависимости от отношения сигнал/помеха.

пропускная способность, PUSCH, MATLAB.

5G New Radio – это технология радиодоступа для стандартов мобильных сетей пятого поколения, которая позволит обеспечить скорость передачи данных 1–2 Гбит/с, меньшее время задержки, большую доступность широкополосной мобильной связи по сравнению с сетями предыдущих поколений. В 5G высокая пропускная способность достигается благодаря совокупности технологий и решений, таких как различные схемы модуляции, концепция гибких нумерологии и переменные расстояния между поднесущими, CQI и massive MIMO.

В настоящее время в системах мобильной связи пятого поколения используется несколько видов модуляции – $\pi/2$ -BPSK, QPSK, 16QAM,

64QAM, 256QAM. С увеличением порядка модуляции возрастает и пропускная способность, но для достижения этого требуется лучшее отношение сигнал / шум (SNR – Signal to Noise Ratio) [1].

Важным нововведением 5G являются гибкие нумерологии и переменное расстояние между поднесущими. В 5G NR используются OFDM поднесущие с различной шириной спектра – 15, 30, 60, 120 и 240 кГц, в отличие от сетей LTE, где используется стандартная ширина спектра поднесущей, равная 15 кГц. Использование масштабируемого показателя для OFDM позволяет варьировать длительность слота для повышения надежности и пропускной способности, а также уменьшения задержек на разных уровнях обслуживания [2]. В таблице 1 представлены гибкая нумерология и расстояния между поднесущими применяемые в стандарте 5G NR.

ТАБЛИЦА 1. Нумерология

μ	$\Delta f = 2^\mu * 15$ [кГц]	Циклический префикс
0	15 (соответствует LTE)	Normal
1	30	Normal
2	60	Normal, Extended
3	120	Normal
4	240	Normal

Применение нумерологий позволяет гибко подстраиваться сети под запросы пользователей. Например, целесообразно использование поднесущих с широким спектром при меньшей длительности символа для услуг, которые критичны к уровню задержек [3].

CQI (*Channel Quality Indication*) – основной параметр, который позволяет планировщику в gNB динамически менять формат передачи вниз для определенной абонентской станции. UE измеряет отношение сигнал/помеха и определяет допустимую по скорости передачи MCS вниз. CQI может принимать значения от 1 до 15, каждый индекс соответствует определенной модуляционно-кодирующей схеме.

Данная статья посвящена оценке пропускной способности канала PUSCH в зависимости от SNR с учетом применения различных схем модуляции. Physical Uplink Shared Channel (PUSCH) – канал передачи индивидуального трафика и сопутствующей сигнализации UCI (*Uplink Control Information*). В работе использован модуль NR PUSCH Throughput, входящий в пакет Matlab 5G Toolbox™ [4].

Схема модели для оценки пропускной способности канала PUSCH, представлена на рис. 1.

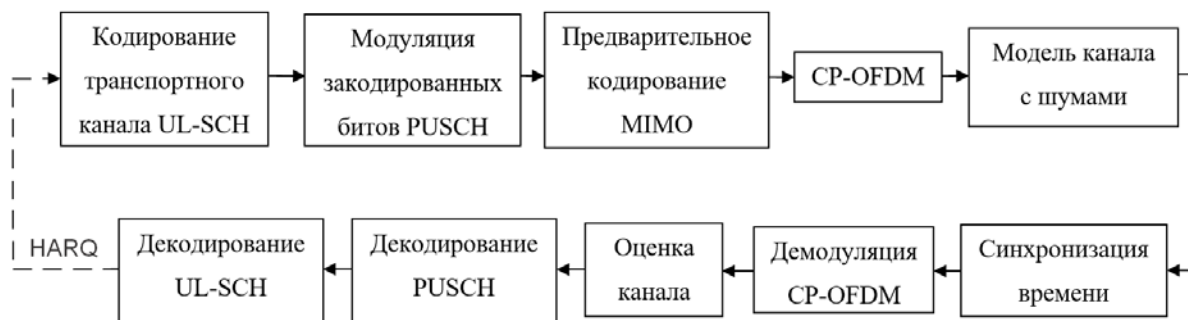


Рис. 1. Схема модели для оценки пропускной способности канала PUSCH

Модель позволяет изменять следующие параметры:

- полоса пропускания в ресурсных блоках (12 поднесущих на ресурсный блок);
- расстояние между поднесущими: 15, 30, 60 и 120 кГц;
- циклический префикс: нормальный или расширенный;
- количество передающих и приемных антенн;
- скорость кода;
- схема модуляции.

Цикл обработки данных состоит из следующих этапов:

- HARQ. Автоматический перезапрос потерянных или испорченных пакетам.
- Генерирование ресурсной сетки. Кодирование канала выполняется функцией `nrULSCH`. Она работает на входном транспортном блоке. Функция сохраняет копию транспортного блока на случай, если потребуется повторная передача. Закодированные биты модулируются функцией `nrPUSCH`. К полученному сигналу применяется предварительное кодирование MIMO.
- Генерирование сигнала. Затем сгенерированная сетка модулируется.
- Моделирование канала с шумами. Сигнала передается по каналу затухания CDL или TDL, добавляется АБГШ. SNR определяется для каждого ресурсного элемента и для каждой приемной антенны.
- Выполнение синхронизации и демодуляции. Для идеальной синхронизации импульсная характеристика канала восстанавливается и используется для синхронизации принятого сигнала. Для практической синхронизации принятый сигнал коррелируется с опорными символами DM-RS. Затем синхронизированный сигнал демодулируется.
- Выполнение оценки канала. Для идеальной оценки канала, импульсная характеристика канала восстанавливается и демодулируется. Для практической оценки канала используется DM-RS.
- Декодирование. Символы PUSCH демодулируются и дескремблируются функцией `nrPUSCHDecode`.

– Декодирование UL-SCH и обновление процесса HARQ с ошибкой блока CRC. Вектор декодированных программных битов передается в функцию `nrULSCHDecoder`, которая декодирует кодовое слово и возвращает ошибку CRC блока, используемую для определения пропускной способности системы.

В конечном итоге, пропускная способность вычисляется как процент от максимально возможной пропускной способности канала связи, с учетом доступных ресурсов для передачи данных в данный момент времени.

Для оценки пропускной способности было выполнено несколько модельных экспериментов. Начальные параметры для моделирования: расстояние между поднесущими 15 кГц, модуляция QPSK, скорость кодирования 193/1024, ширина полосы частот 10 МГц. Целью первого эксперимента было оценить влияние порядка модуляции и скорости кодирования на пропускную способность канала PUSCH. Результаты моделирования представлены на рис. 2.

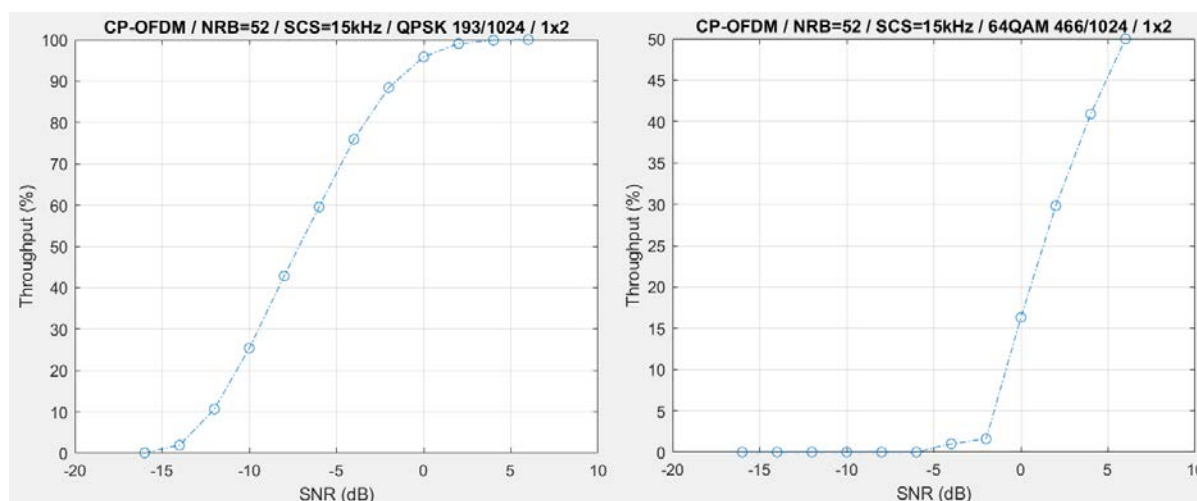


Рис. 2. Графики зависимости пропускной способности от ОСШ по порядку модуляции

По графикам, приведенным выше, видно:

1. При исходных параметрах для $SNR \geq 0$ дБ пропускная способность составляет 95 % от максимальной и выше, и достигает минимума при значении $SNR = -14$ дБ.

2. При повышении скорости кода и увеличении порядка модуляции, пропускная способность системы при $SNR < 10$ дБ не превышает 50 %, а при значения $SNR = 0$ дБ составляет всего-лишь 16 % от максимально-возможной.

Этот эксперимент наглядно иллюстрирует баланс между помехоустойчивостью и пропускной способностью.

В ходе второго эксперимента оценивалось влияние ширины спектра поднесущей и полосы частот. Результат продемонстрирован на рис. 3.

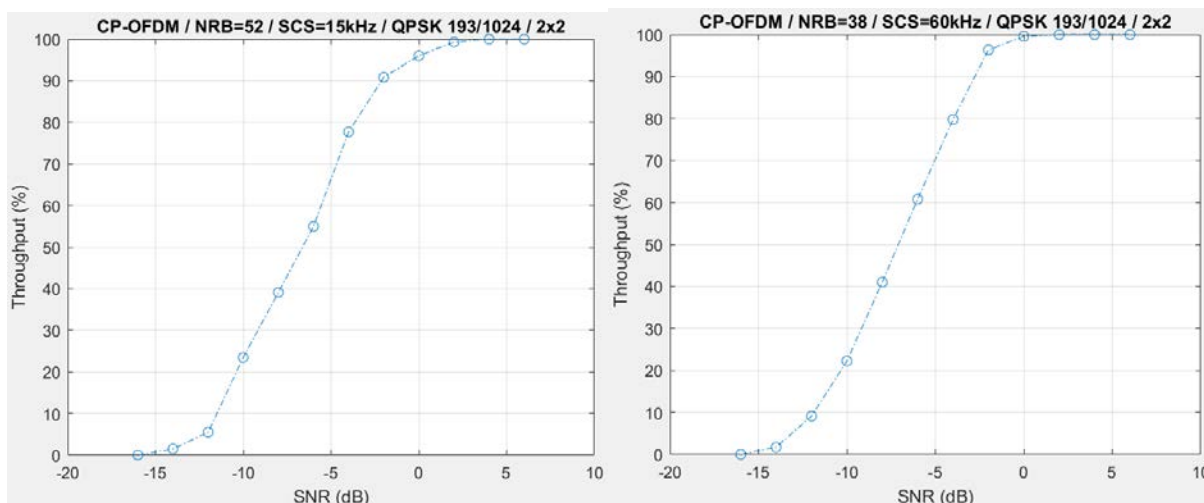


Рис. 3. Графики зависимости пропускной способности от ОСШ по ширине спектра поднесущей

Увеличение ширины спектра поднесущей в 4 раза и увеличение полосы частот в 3 раза (до 30 МГц) вызывает незначительный рост пропускной способности.

Выводы

Системное моделирование с использованием 5G Toolbox позволяет провести как оценку параметров отдельных алгоритмов, так и оценку пропускной способности системы в целом. Основным преимуществом данного подхода является возможность оценить влияние того или иного параметра на систему в целом, что является немаловажным для применения этих моделей при разработке оборудования и программного обеспечения для сетей 5G NR, а также в учебном процессе.

Дальнейшая работа авторов в данном направлении будет ориентирована на разработку методики оценки влияния нумерологий и доступных ресурсов на пропускную способность канала PUSCH с использованием 5G Toolbox.

Список используемых источников

1. 5G Waveforms & Modulation: CP-OFDM & DFT-s-OFDM. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/5g-mobile-wireless-cellular/waveforms-ofdm-modulation.php> (дата обращения 19.02.2023).

2. Проектирование новых средств радиосвязи стандарта 5G New Radio – проблемы и пути решения [Электронный ресурс]. URL: <http://www.amerit.nnov.ru/uploads/lib/5992-2707RURU.pdf> (дата обращения 20.02.2023).

3. Рентюк В. От структуры сигналов к ММО: пять важных моментов для понимания проблем 5G New Radio // Беспроводные технологии. 2020. № 1. С. 10–13.

4. NR PUSCH Throughput. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ug/nr-pusch-throughput.html> (дата обращения 15.02.2023).

УДК 537.6
ГРНТИ 29.29.49

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПАРАМАГНИТНЫЙ РЕЗОНАНС ФЕРРИЦИАНИДА ЦИНКА И ЕГО НАНОКОКОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ ПОЛИЭТИЛЕНИМИНА

В. Р. Полищук, С. Д. Ханин

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Феррицианиды переходных металлов привлекают к себе повышенное внимание в связи с их потенциальными применениями во многих областях высоких технологий, таких как хранение газа, катализ, разработка молекулярных магнитов, высокоселективных сорбентов и др. Однако во многих случаях на практике они применяются только после иммобилизации в органических или неорганических матрицах. По этой причине изучение изменения физико-химических характеристик феррицианидов при иммобилизации является важной и актуальной задачей.

феррицианид цинка, полиэтиленимин, электронный парамагнитный резонанс, иммобилизация.

Целью данной работы было изучение методом электронного магнитного резонанса (ЭМР) некоторых спиновых состояний феррицианида цинка с акцентом на выявление изменений этих состояний при иммобилизации феррицианида цинка в полиэтиленимине (ПЭИ), а также при ультрафиолетовом облучении образца феррицианида цинка.

Спектры электронного магнитного резонанса (ЭМР) регистрировали на спектрометре JES-X330 в X-диапазоне рабочих частот. Измерения в зависимости от температуры проводились в непрерывном потоке газообразного азота с использованием стандартной установки с регулируемой температурой ES-13060 DVT5. Образцы облучали ультрафиолетовым светом на стандартной установке ультрафиолетового облучения ES-USH500.

Аппроксимация экспериментальных спектров проводилась с помощью пакета программ моделирования и анализа спектров ЭПР «EasySpin», написанного на языке программирования MATLAB.

На рис. 1 представлены спектры ЭМР феррицианида цинка при различных температурах. При комнатной температуре в спектре ЭПР $Zn_3[Fe(CN)_6]_2$ преобладает широкий асимметричный резонанс с менее интенсивным резонансом в его высокополевом крыле. Эффективные g -фак-

торы этих резонансов, определенные по низкополювым пикам первой производной их линий поглощения, составляют $\sim 5,1$ и $\sim 3,2$ соответственно. С понижением температуры пиковая интенсивность основного резонанса увеличивается, эффективное значение его g -фактора уменьшается, меньший резонанс сливается с основным и перестает наблюдаться. При ультрафиолетовом облучении спектр образца не меняется.

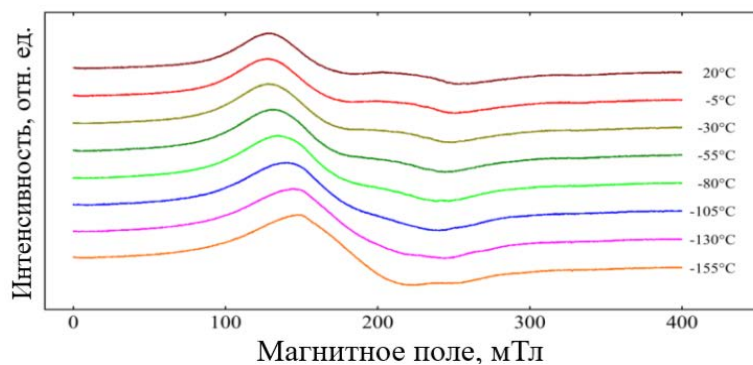


Рис. 1. ЭМР спектр феррицианида цинка при различных температурах

Было протестировано два варианта аппроксимации спектров ЭМР феррицианида цинка, предполагая их принадлежность к 1) электронному парамагнитному резонансу (ЭПР) на ионах железа в низкоспиновом состоянии и 2) электронному ферромагнитному резонансу (ЭФР) магнитоупорядоченных состояний тот же иона. В предположении, что эти спектры принадлежат парамагнитным ионам железа в низкоспиновом состоянии $1/2$, возможна приемлемая аппроксимация спектров при разных температурах. Значения g -фактора, для которых были получены рассматриваемые аппроксимации, приведены в таблице 1. Как видно, некоторые из них заметно больше 3,2, что противоречит данным теоретических расчетов [1, 2].

ТАБЛИЦА 1. Параметры спинового гамильтониана моделируемых спектров ЭПР

T, °C	Компонента 1				Компонента 2			
	g_x	g_y	g_z	w, %	g_x	g_y	g_z	w, %
150	3,72	3,27	> 1	42,8	2,77	2,59	> 1	57,2
20	5,23	4,21	> 1	52,1	3,7	2,89	> 1	47,9
-155	4,81	4,04	> 1	51,8	3,89	3,6	> 1	48,2

Согласно расчетам Дж. Теслера и др., эффективное значение g -факторов ионов трехвалентного железа в низкоспиновом состоянии в октаэдрических комплексах при любом искажении не может превышать 4, а в октаэдрическом поле цианидных лигандов не может превышать даже 3,2 [3]. Эти противоречия между экспериментальными и теоретическими данными привело к мысли о другом происхождении рассматриваемого спектра.

На рис. 2 представлены результаты аппроксимации спектров ЭМР при $-155\text{ }^{\circ}\text{C}$ в предположении их принадлежности к электронному ферромагнитному резонансу (ЭФР). Преимущества такого подхода к спектральному анализу заключаются не только в приемлемом качестве аппроксимации спектров, но и в возможности описания спектров в слабых магнитных полях при отсутствии их существенной температурной зависимости.

На рис. 3 показан результат аппроксимации спектра ЭМР нанокompозита при $-155\text{ }^{\circ}\text{C}$. Спектр этого нанокompозита при всех температурах содержит: широкий асимметричный резонанс с эффективным g -фактором около 85; узкий асимметричный резонанс с g -фактором около 4,36; и неразрешенный спектр, наиболее интенсивные компоненты которого характеризуются g -факторами 2,26 и 2,05.

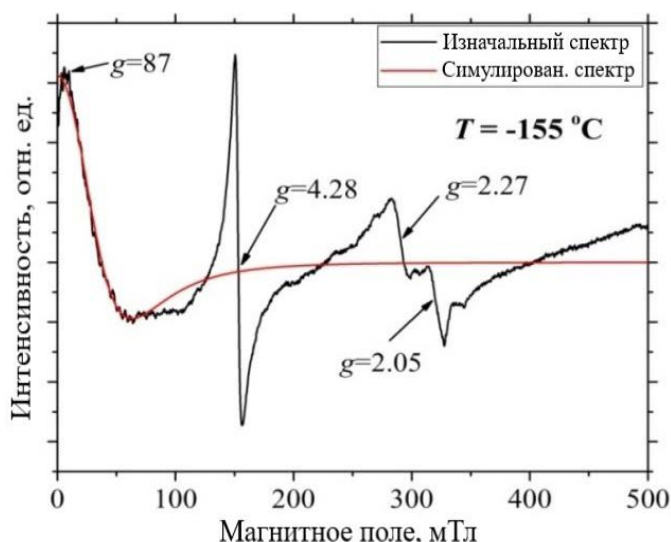


Рис. 3. Результат аппроксимации спектра ЭМР нанокompозита феррицианида цинка с ПЭИ при $-155\text{ }^{\circ}\text{C}$

которые бесконтрольно внедряются в образец в процессе синтеза с одним из прекурсоров.

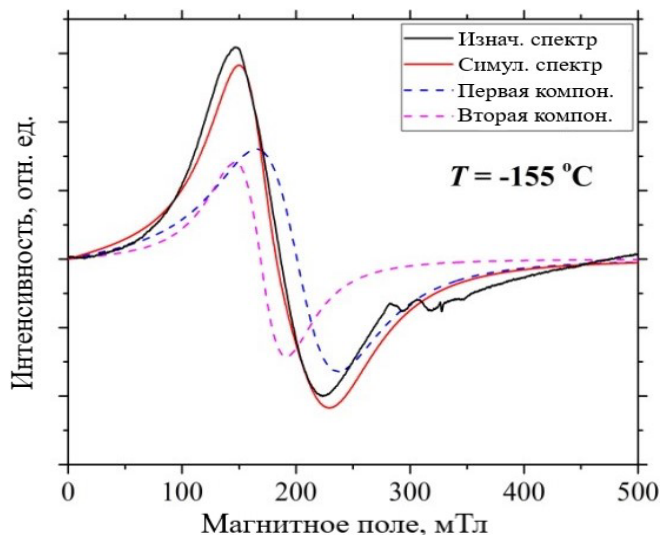


Рис. 2. Результат аппроксимации спектра ЭМР при $-155\text{ }^{\circ}\text{C}$ в предположении, что он принадлежит электронному ферромагнитному резонансу

Форма и anomalно большое значение g -фактора низкоголевого пика поглощения характерны для ферромагнитных материалов. Резонансы с g -факторами 4,28 и 2,27 принадлежат одиночным ионам трехвалентного железа в высокоспиновом состоянии, которые подвергаются воздействию кристаллических полей с сильным ромбическим искажением [4]. Резонанс с g -фактором 2,05 предположительно принадлежит одиночным ионам двухвалентной меди,

Наличие в спектре ЭМР нанокompозита феррицианида цинка с ПЭИ резонансов на парамагнитных ионах железа в высокоспиновом состоянии свидетельствует об изменении электронной структуры поверхностных слоев феррицианида цинка вследствие взаимодействия с ПЭИ.

На рис. 4 показаны изменения спектра ЭМР нанокompозита при его облучении ультрафиолетом. Под действием ультрафиолетового облучения в спектре нанокompозита феррицианида цинка с ПЭИ появляется группа близко расположенных резонансов, наиболее интенсивный из которых характеризуется значением g -фактора 2,003. Время релаксации этих резонансов после выключения облучения зависит как от времени освещения образца ультрафиолетовым светом, так и от выбранной температуры исследования процесса восстановления спектра.

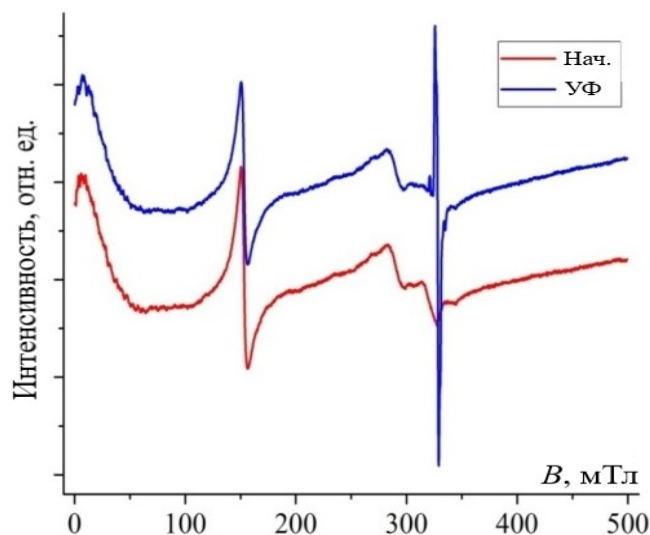


Рис. 4. Изменение спектра ЭМР нанокompозита феррицианида цинка с ПЭИ при его облучении ультрафиолетом

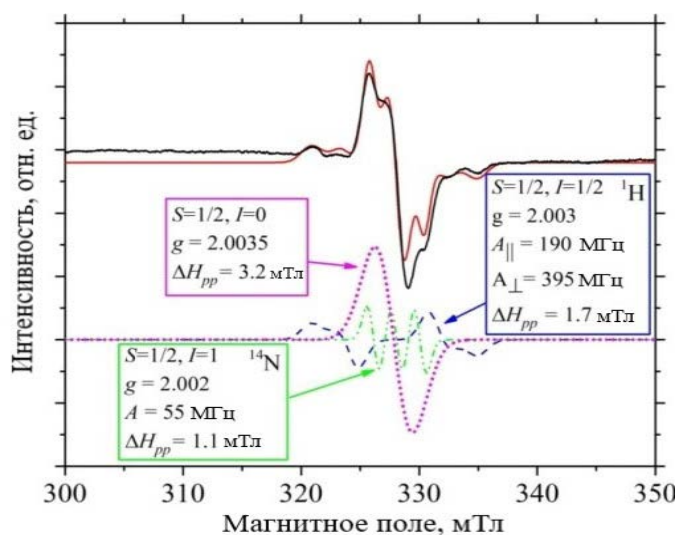


Рис. 5. Аппроксимация части спектра ЭМР нанокompозита феррицианида цинка с ПЭИ, возникающей при ультрафиолетовом облучении образца

отсутствие влияния ультрафиолетового излучения на спектры ЭМР феррицианида цинка и ПЭИ, можно предположить, что УФ-чувствительные обла-

На рис. 5 представлена аппроксимация части спектра ЭМР нанокompозита, возникающей при ультрафиолетовом облучении образца. Спектр можно разложить на три группы линий:

- 1) группу из двух линий, контуры которых искажены из-за анизотропии сверхтонкого взаимодействия,
- 2) группу из трех эквидистантных неискаженных линий и
- 3) одну линию с g -фактором около 2,0035.

Принимая во внимание

сти ПЭИ формируются в областях, прилегающих к поверхности феррицианида цинка, и их появление там так или иначе связано с переходом части приповерхностных низкоспиновых ионов железа в высокоспиновое состояние.

В итоге работы было обнаружено изменение объемных магнитных характеристик наночастиц феррицианида цинка при их иммобилизации в ПЭИ. Обнаружен переход из низкоспинового в высокоспиновое состояние при иммобилизации у феррицианида цинка некоторых ионов трехвалентного железа в приповерхностных ромбически искаженных цианидных комплексах.

Список используемых источников

1. Stepanov I. K., Muratov O. E., Ignatov A. A. et al. [Composite Material for Immobilization of Liquid Radioactive Waste, and its Application Method]; publication date: 27.05.2013.
2. Gatteschi D., Sessoli R. *Angew. Chem., Int. Ed.* 42(2003)268.
3. Telser J., Braz J. *Chem. Soc.* 2006. V. 17. P. 1501.
4. Kokorin I., Amal R., Teoh W. Y., Kulak A. I. *App. Magn. Reson.* (2017) 447.

УДК 621.391.8
ГРНТИ 49.43.29

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДХОДА К ПОСТРОЕНИЮ БЛОКА-РАДИОИЗМЕРИТЕЛЯ НА ПРИМЕРЕ СТАНДАРТА Wi-Fi

А. А. Прасолов, Р. С. Рощинский, А. С. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проведение радиоизмерений является одним из важнейших вопросов при проведении планирования и оптимизации беспроводных сетей любого стандарта, а также их сравнительных испытаний и анализа характеристик. Целью данной работы являлось исследование подхода к построению блока-радиоизмерителя на примере стандарта Wi-Fi. Представлено краткое описание средства, вариантов и условий проведения измерений, а также их результаты.

радиоизмерения, Wi-Fi, 802.11, уровень сигнала, ESP8266, Nodemcu.

Объем трафика, передаваемого с помощью сетей беспроводной связи, стремительно растет за счет развертывания новых сетей и реорганизации

существующих, к которым можно отнести не только традиционные сети подвижной связи, но и беспроводные локальные и частные сети. Для проведения радиоизмерений их параметров могут использоваться радиоизмерительные комплексы различного исполнения и назначения. В качестве примеров подобных комплексов (рис. 1) можно привести решения зарубежных компаний Rohde & Schwarz (рюкзак для проведения измерений, включающий в себя как оконечные устройства в виде измерительных мобильных телефонов, так и универсальный перестраиваемый радиочастотный сканер) [1], Keysight (рюкзак с измерительными телефонами) [2], а также российской компании Red Bees (оконечное измерительное устройство на базе модема) [3, 4].



Рис. 1. Существующие варианты устройств для проведения радиоизмерений:
а) R&S Freerider 4 Backpack; б) Keysight Nemo Walker Air;
в) Red Bees NB-IoT/LTE-M TESTER RB-NBT

Ориентиром для данной работы являются упомянутые выше измерительные рюкзаки, соответственно модули для проведения измерений будут расположены схожим образом и будет проверена степень влияния положения блока-радиоизмерителя. Данная работа является продолжением работ, посвященных вопросам построения [5–8] и применения [4, 9] устройств для измерения параметров сетей беспроводной связи, однако в ней рассматривается вариант использования не одного, а нескольких радиомодулей, в качестве которого была выбрана плата NodeMCU на базе микроконтроллера ESP8266. Данная плата поддерживает работу со стандартом 802.11b/g/n в частотном диапазоне 2,4 ГГц. Чувствительность приемника составляет около -90 дБм. Также в состав модуля входит встроенная печатная антенна. Для проведения исследования предлагается два варианта построения блока-радиоизмерителя. Первый вариант представляет собой одинаковое расположение трех модулей, что является схожим с расположением измерительных телефонов в рассмотренных выше вендорских решениях. При проведении измерений данный вариант поочередно располагался вертикально, горизонтально и под углом. Во втором варианте модули располагаются в указанных

положениях одновременно. Внешний вид рассматриваемых вариантов представлен на рис. 2 и 3.

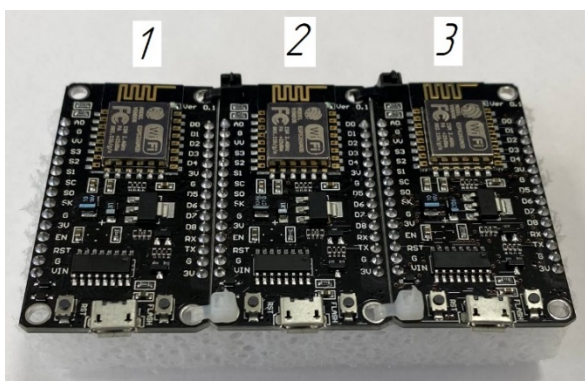


Рис. 2. Первый вариант построения блока-радиоизмерителя

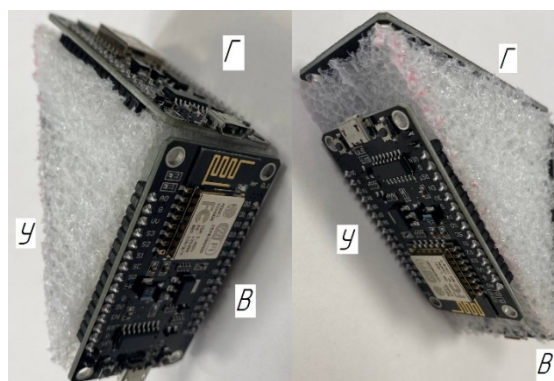


Рис. 3. Второй вариант построения блока-радиоизмерителя

Программная часть для проведения измерений была выполнена в среде Arduino IDE на базе библиотек, разработанных для указанной выше платы. Имеется возможность проведения измерений и получения информации о следующих параметрах точки доступа (ТД, *Access Point* – AP):

- уровень принимаемого сигнала (Received Signal Strength Indicator – RSSI) от ТД;
- MAC-адрес ТД;
- SSID ТД;
- частотный канал, на котором работает ТД;
- поддерживаемая ТД версия стандарта Wi-Fi;
- статус ТД (скрыта или нет);
- поддержка ТД технологии WPS;
- общее количество обнаруженных ТД.

Измерения проводились на базе развернутой беспроводной локальной сети НОЦ «БИС» СПбГУТ. План расположения точек доступа и описание развернутой сети представлено в [10]. В данной работе измерения проводились в аудиториях 403/2 и 400/2, результаты измерений снимались на протяжении 4 часов раз в 30 минут. Информация об исследуемых ТД представлена в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Информация об исследуемых ТД

Обозначение	Место расположения	SSID	MAC-адрес	Канал
AP 1	402/2	nocbis	00:04:96:72:33:20	8
AP 2	403/2		00:04:96:71:F2:A0	3
AP 3	406/2		00:04:96:72:7F:00	13

Легенда результатов проведения измерений представлена на рис. 4.

Результаты измерений уровня принимаемого сигнала и количества обнаруженных точек доступа представлены на рис. 5 и 6 соответственно.



Рис. 4. Легенда результатов проведения радиоизмерений

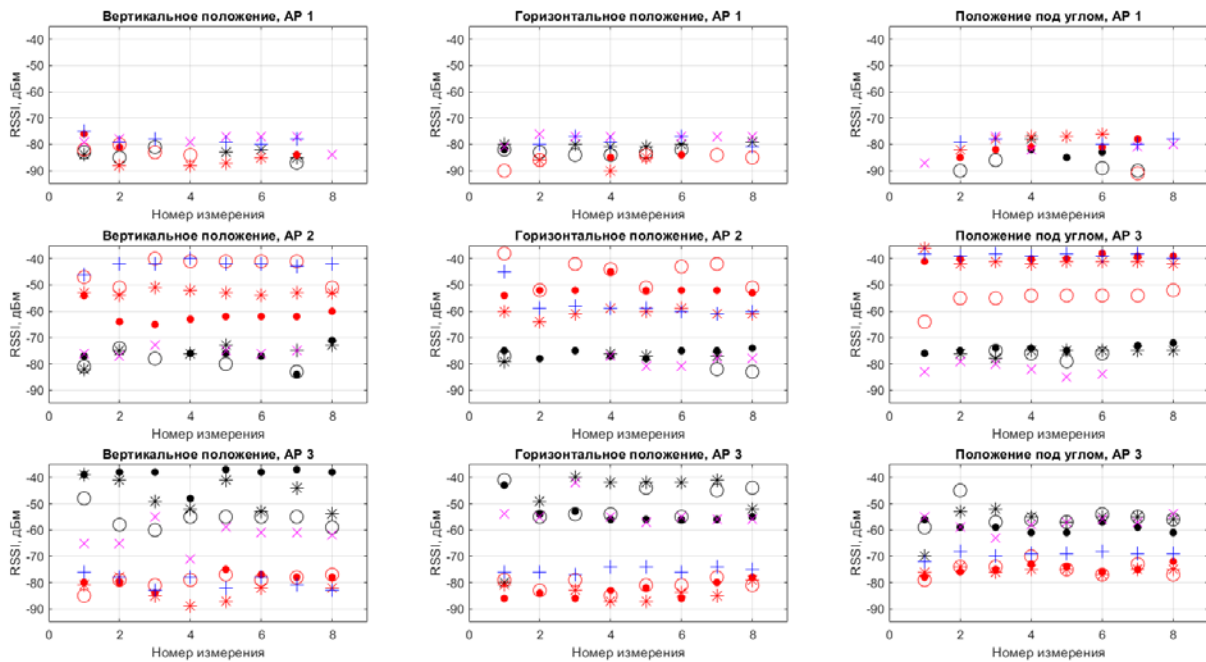


Рис. 5. Результаты измерений уровня принимаемого сигнала

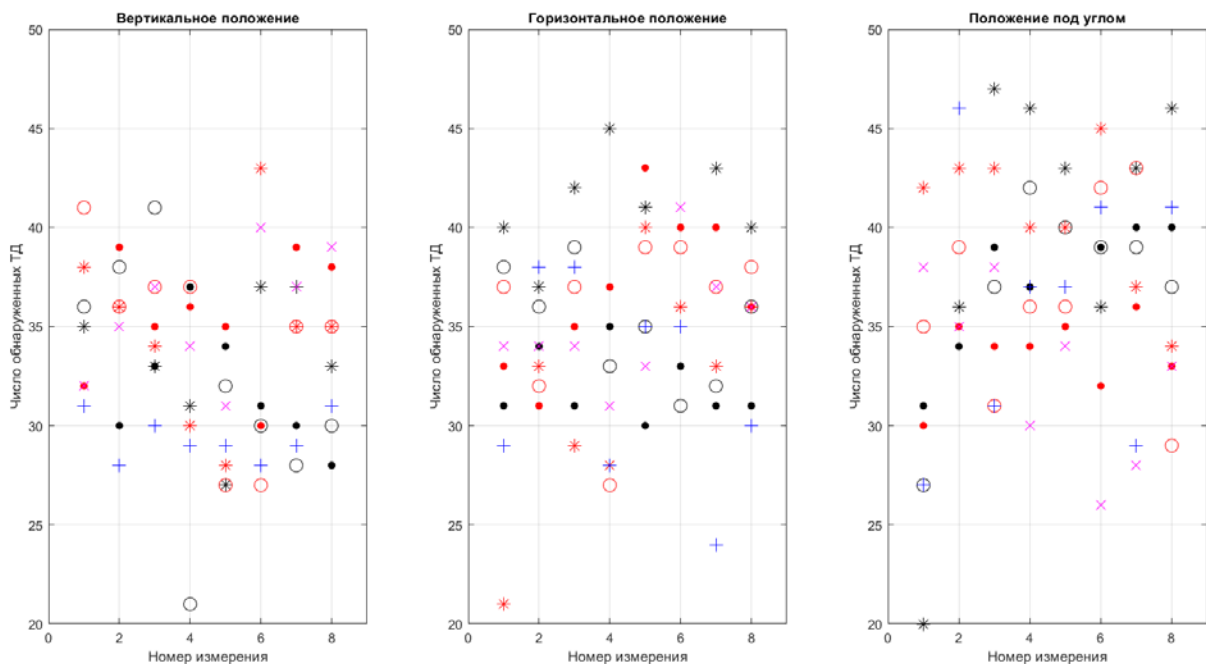


Рис. 6. Результаты измерений количества обнаруженных точек доступа

Таким образом, на основании проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. При использовании описанных выше структур для синхронизации всех модулей, используемых для измерений, требуется подключить их по последовательным портам к внешней плате, выполняющей роль управляющего устройства.

2. Использование радиомодуля в качестве основы для проведения измерений влечет за собой определенные ограничения, обусловленные характеристиками и возможностями самого модуля (поддерживаемый стандарт, частотный диапазон, чувствительность приемника и т. д.), чего можно избежать, например, путем использования для проведения измерений программно-конфигурируемого радиоприемника.

3. По результатам измерений можно сделать вывод, что разброс принимаемого уровня сигнала между модулями, расположенными одинаково (вариант 1), практически постоянен, поэтому использование подобного варианта трудно назвать эффективным. Наблюдается разница между модулями, зависящая от их расположения и, следовательно, поляризации антенны (по вертикали, по горизонтали или под углом). Использование варианта номер 2 позволяет учитывать эту разницу одновременно. Кроме того, значения уровня сигнала, полученные при использовании варианта 2, в большинстве случаев примерно равны среднему значению уровней сигнала, принятых от трех модулей, расположенных одинаково.

Работа выполнена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ 2023 г., регистрационный номер 123060900012-6 в ЕГИСУ НИОКТР.

Список используемых источников

1. R&S®Freerider 4 Backpack – Rohde & Schwarz. URL: https://www.rohde-schwarz.com/products/test-and-measurement/network-data-collection/rs-freerider-4-backpack_63493-635474.html (дата обращения 03.02.2023).

2. Nemo Walker Air In-Building Measurement Solution – Keysight. URL: <https://www.keysight.com/us/en/product/NTD00000B/nemo-walker-air-in-building-measurement-solution.html> (дата обращения 03.02.2023).

3. NB-IoT Tester – RedBees. URL: https://www.rohde-schwarz.com/products/test-and-measurement/network-data-collection/rs-freerider-4-backpack_63493-635474.html (дата обращения 03.02.2023).

4. Прасолов А. А., Рощинский Р. С., Федоров А. С. Оценка качества радиопокрытия сети NB-IoT на территории Санкт-Петербурга // Экономика и качество систем связи. 2022. № 4 (26). С. 32–39.

5. Мошков В. В., Андреев Р. А., Прасолов А. А. Разработка программно-аппаратного комплекса для проведения измерений параметров сети мобильной связи на базе Arduino Mega // Экономика и качество систем связи. 2019. № 4 (14). С. 53–61.

6. Румянцев Д. Ю., Андреев Р. А., Мышьянов С. В. Разработка программно-аппаратного комплекса для проведения измерений параметров сети мобильной связи на базе Raspberry Pi // Экономика и качество систем связи. 2019. № 4 (14). С. 61–68.

7. Бабаев Н. В., Румянцев Д. Ю. Разработка устройства для проведения измерений параметров сигнала сети LTE // Экономика и качество систем связи. 2020. № 3 (17). С. 23–32.

8. Бабанов И. А., Прасолов А. А., Федоров А. С. Разработка многоцелевого тестера мобильной связи // International Journal of Professional Science. 2020. № 12. С. 89–99.

9. Андреев Р. А., Прасолов А. А., Федоров А. С. Исследование дальности связи технологии LoRa в условиях мегаполиса // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 21–27.

10. Бабаев Н. В. Развертывание Wi-Fi сегмента на базе научно-образовательного центра // Экономика и качество систем связи. 2020. № 3 (17). С. 14–23.

УДК 621.391.8
ГРНТИ 49.43.29

ОБЗОР ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АБОНЕНТСКИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ СБОРА ПЕРВИЧНЫХ ДАННЫХ СЕТЕЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ

А. А. Прасолов, Р. С. Рощинский, А. С. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Сбор и анализ результатов первичных параметров сетей подвижной связи является важным условием обеспечения стабильного и качественного обслуживания абонентов. Помимо профессиональных решений для проведения радиоизмерений, существуют и общедоступные программные обеспечения, позволяющие провести радиоизмерения на базе абонентских устройств. В работе представлен обзор подобных решений, приведены примеры результатов их работы, анализ применимости и их сравнительная характеристика.

измерения, радиосвязь, сеть, радиопараметры.

В момент планирование сетей сотовой связи, операторам необходимо учитывать достаточно много радиопараметров. Для оценки качества работы сети, существуют аппаратно-программные комплексы для сбора различных данных. На основе полученных результатов, операторами решается более оптимальное расположение оборудования, либо же внесение корректировок в их работу, чтобы обеспечить абонентов качественным и стабильным со-

единением. Однако существуют и программные решения для пользователей, с помощью которых можно собрать и проанализировать первичные параметры сетей сотовой связи. Для анализа о качестве сети, необходимо измерять большое количество радиопараметров [1], а также получать информацию о базовых станциях [2]. Можно составить необходимый минимум. В таблице 1 приведен необходимый перечень.

ТАБЛИЦА 1. Перечень параметров

Название	Описание
MCC	Мобильный код страны
MNC	Код мобильной сети
LAC/TAC	Код области
Cell ID	Код базовой станции
Координаты	Координаты точки, где проведены измерения сигнала
Время	Время, когда была запись
Event	Событие (пример – Звонок, процедура переключения)
RSSI	Мощность принимаемого сигнала
RSRP	Среднее значение мощности принятых пилотных сигналов
RSRQ	Качество принятых пилотных сигналов
SNR	Отношение сигнал/шум

Чтобы провести анализ радиопокрытия, существует множество программных решений. Все их можно разделить как на любительские, так и более профессиональные. Большая часть программного обеспечения имеет ограничения в виде платных подписок, разделение на версии для ознакомительного просмотра и полного использования. Помимо разделения программ на платные и бесплатные, важным функционалом является возможность записи лог-файлов. Также немаловажным фактом, является единообразие полученных данных. В разных программах один и тоже параметр может иметь различные названия, или вовсе, иметь только единицы измерения.

В процессе использования доступных для использования приложений, было выбрано три программы, которые подходят для проведения анализа: G-NetTrack, Cellular-Pro, Tower Collector. Рассмотрим каждый из них.

Cellular-Pro дает возможность произвести запись лог-файлов как для outdoor, так и indoor. После окончания записи, создается три типа файлов: полный отчет о полученных результатах, краткий отчет, где высчитывается среднее показание каждого параметра и карта в формате kml. В таблице 2 приведен результат работы приложения.

ТАБЛИЦА 1. Результат работы приложения Cellular-Pro

time	latitude	longitude	mcc	mnc	tac	cellid	rsrp	rsrq	snr	cqi
20230122 19:40:24	60.080946	30.349804	250	02	7825	151	-95	-12	-	-
20230122 19:40:25	60.08095	30.349771	250	02	7825	151	-95	-12	-	-
20230122 19:40:26	60.080953	30.349742	250	02	7825	151	-94	-11	-	-
20230122 19:40:27	60.080957	30.349714	250	02	7825	151	-81	-16	-	-
20230122 19:40:28	60.080953	30.349686	250	02	7825	151	-70	-13	-	-
20230122 19:40:29	60.080949	30.349667	250	02	7825	151	-66	-10	-	-

Предположительно, из-за использования урезанной версии, в полном отчете отсутствует информация о параметрах SNR и CQI.

Программа G-NetTrack [3] также имеет возможность измерений типа Indoor и outdoor. При окончании записи создает большое количество kml файлов для каждого из параметров. С помощью импорта в Google Earth Maps можно просмотреть исследуемый маршрут, рассмотреть в определенной точке значение интересующего нас параметра. В сравнении с другими используемыми программами, G-NetTrack создает самую полную таблицу для оценки снятых показаний, но названных не совсем корректно. Так параметр Level является RSRP, QUAL – RSRQ. В таблице 3 приведены результат работы приложения.

ТАБЛИЦА 2. Результат работы приложения G-NetTrack Pro

timestamp	longitude	latitude	operat	lac	cid	level	lterssi	snr	qual
2023.01.24 14.48.42	30.352404	60.081084	25002	7825	141	-96	-97	-1.0	-14
2023.01.24 14.48.42	30.352433	60.081078	25002	7825	141	-96	-97	-1.0	-14
2023.01.24 14.48.54	30.352277	60.081127	25002	7825	141	-96	-99	-1.0	-13
2023.01.24 14.49.00	30.352277	60.081127	25002	7825	142	-101	-99	-1.0	-18
2023.01.24 14.49.00	30.3521	60.081169	25002	7825	142	-101	-99	-2.0	-18
2023.01.24 14.49.01	30.3521	60.081169	25002	7825	142	-100	-101	-1.0	-18

Также в программе есть запись событий, который могли происходить во время записи. К примеру, в 14:49 была получена информация о том, что

произошло событие Handover: 250-02-7825-785976-141-2850-7:250-02-7825-780592-142-2850-7.

TowerCollector [4] в отличии от G-NetTrack и Cellular-Pro Play ограничена лишь измерениями типа Indoor, но при этом имеет самый правильный вариант записи названий параметров и их структуризацию. Из перечисленных параметров в таблице 1, отсутствуют два пункта: время и событие. В таблице 4 приведен результат работы.

ТАБЛИЦА 3. Результат работы приложения TowerCollector

lat	lon	mcc	mnc	lac	cell_id	rsrp	rsrq	rssi	rssnr	cqi
60.081246	30.352140	250	2	7825	201210007	-93	-9	-93	4	5
60.081136	30.352022	250	2	7825	199831695	-97	-15	-97	-1	2
60.081043	30.351786	250	2	7825	199722381	-100	-16	-101	-1	4
60.081004	30.350808	250	2	7825	199722381	-100	-16	-101	-1	4
60.080928	30.349947	250	2	7825	199722381	-100	-16	-99	-1	4
60.080900	30.349685	250	2	7825	199831695	-94	-12	-95	-1	3

В процессе исследования и использования доступных программ, каждая из них имеет свои ограничения и возможности. На основе полученных результатов и опыте работе, в таблице 5 и таблице 6 были выдвинуты следующие критерии, по которым можно оценить приложения:

ТАБЛИЦА 4. Сравнительная характеристика

Критерий	Network Cell Info	Tower Collector	Монитор сигнала GSM	Netmonitor	Network Signal Guru	Signal Check Pro
Запись лог-файла	Да	Да	Ограниченно	Есть, но без подписи параметров	Открытие лог-файлов только в программе	Да
Доступность	3\$	Бесплатно	285 р. + выгрузка лога за 85 р.	590 р. в год	Бесплатно	\$3
Интерфейс	Удобно	Удобно	Удобно	Удобно	Всего два окна: карта и данные о сети	Не удобно

Критерий	Network Cell Info	Tower Collector	Монитор сигнала GSM	Netmonitor	Network Signal Guru	Signal Check Pro
Необходимые параметры, для проведения анализа	Параметр Signal (может быть и RSRP и RSSI)	Все что надо, кроме времени	Отсутствуют	Нет названий параметров	Неполный перечень	Неполный перечень
Запись в формате kml	Да	Да	Нет	Да	Нет	Нет
Тепловая карта в приложении	Есть	Есть	Нет	Есть	Есть	Нет
Проведение измерений внутри здания	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет
Загрузка своей базы данных	Нет	Нет	Нет	Да	Нет	Нет
Запись лог-файла	Да, но только 2 минуты	Да	Есть, но без подписи параметров	Да	Нет	Да
Доступность	\$240 в год	\$3	Бесплатно	1500 р.	Бесплатно	\$3
Интерфейс	Удобно	Не удобно	Удобно	Не удобно	Удобно	Удобно
Необходимые параметры, для проведения анализа	Есть все нужные параметры, но из-за ограниченной версии, нельзя записать все	Нет всех параметров	Нет названия у параметров	Есть нужны перечень, но названия не соответствуют 3GPP	Нет	Не все
Запись в формате kml	Да, но в подписке	Да	Нет	Да, и их очень много	Нет	Нет
Тепловая карта	Да, но не удобные цвета	Есть	Есть, самая удобная. С полной	Да	Да	Нет

Критерий	Network Cell Info	Tower Collector	Монитор сигнала GSM	Netmonitor	Network Signal Guru	Signal Check Pro
			информацией о БС и секторах			
Проведение измерений внутри здания	Да	Нет	Нет	Да	Нет	Нет
Загрузка своей базы данных	Нет	Нет	Да	Да	Нет	Да

По выдвинутым критериям, удовлетворяющим все требования, является G-NetTrack Pro. Однако, не все функции, которые присутствуют в других исследуемых программах, удобно реализованы или вовсе не предусмотрены в ней. Также существует проблема названий ячеек, которые четко прописаны по спецификациям 3GPP [5]. На основе полученного опыта, результатов работы и выдвинутых критериев, возможна реализация собственного приложения. Для проверки корректности и правильности его работы, как эталонную программу, можно использовать G-NetTrack Pro.

Работа выполнена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 123060900012-6 в ЕГИСУ НИОКТР.

Список используемых источников

1. Бабков В. Ю., Цикин И. А. Сотовые системы мобильной радиосвязи : учеб. пособие. СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 426 с.
2. Ресурсы для определения координат базовых станций // Антекс. URL: https://antex-e.ru/poleznye_materialy/resursy-dlya-opredeleniya-koordinat-bazovyh-stanciy/ (дата обращения: 12.02.2023).
3. G-NetTrack Pro manual // G-NetTrack. URL: <https://gyokovsolutions.com/manual-g-nettrack/> (дата обращения: 12.02.2023).
4. Tower Collector // Adam Zamojski. Tower Collector. URL: <https://zamojski.info/Features,Tower-Collector.html> (дата обращения: 12.02.2023).
5. 3GPP TS 36.214 version 9.1.0 Release 9 – o"LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer – Measurements".

УДК 621.395.623.7
ГРНТИ 29.37.21

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТИЛЯ – СМОЛЛА С ПОМОЩЬЮ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА

А. А. Прасолов, О. А. Свиньина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проведен обзор программного обеспечения и готового оборудования, используемого для измерения электрических характеристик головок громкоговорителей, в том числе параметров Тиля – Смолла, с помощью персонального компьютера. Разработан прототип собственного аппаратного решения, позволяющий проводить измерения с использованием усилителя мощности класса D. Изложена методика расчета электронных компонентов аппаратного решения в зависимости от характеристик используемого аудиоинтерфейса.

электроакустические измерения, электродинамический громкоговоритель, импеданс, параметры Тиля – Смолла.

Одним из важнейших факторов, определяющих качество воспроизведения звукового контента, является качество изготовления оборудования воспроизведения. Громкоговорители широко используются для воспроизведения музыки, звукового сопровождения к кинофильмам, а также информационных программ различного содержания, и должны обеспечивать как можно более точную передачу первичной звуковой картины.

Современные методы расчета и проектирования акустических систем базируются на методике анализа и синтеза, впервые предложенной Н. Тилем [1] и Р. Смоллом [2–4], в соответствии с которой поведение головки громкоговорителя (ГГ) и ее акустического оформления (АО) исследуется с помощью эквивалентной электрической схемы, полученной в соответствии с принципом электромеханических аналогий [5].

Для построения эквивалентной электрической схемы необходимо знать величины параметров головки громкоговорителя, получивших название **параметров Тиля – Смолла**: R_E – электрическое сопротивление звуковой катушки по постоянному току; Bl – коэффициент электромеханической связи; M_{MS} , C_{MS} – механическая масса и гибкость подвижной системы соответственно; R_{MS} – механическое активное сопротивление; V_{AS} – эквивалентный объем ГГ; f_s – частота механического резонанса; Q_{TS} , Q_{MS} , Q_{ES} – полная, механическая и электрическая добротность ГГ на частоте f_s соответственно.

Последние четыре параметра легко измерить на основании частотной зависимости полного входного электрического сопротивления (импеданса)

головки. Для измерения таких параметров, как масса и гибкость подвижной системы, необходимо получить дополнительную частотную зависимость импеданса при внесении в условия работы ГГ контролируемых изменений, например, путем размещения на диффузоре добавочной массы [6] или размещения головки в закрытом АО [6–8]. В первом случае частота механического резонанса ГГ уменьшится, во втором – возрастет. Зная величину добавочной массы или внутренний объем закрытого АО, на основании разности полученных значений частот механического резонанса можно рассчитать все остальные параметры Тиля – Смолла.

Из двух упомянутых выше методов измерения наиболее простым и удобным, особенно для инженеров-любителей, является метод добавочной массы. Величина добавочной массы выбирается таким образом, чтобы частота механического резонанса снижалась на 15–20 %. Для исключения влияния добавочной массы на возникающую в ГГ электродвижущую силу добавочная масса должна быть изготовлена из немагнитного материала, например, из меди.

В качестве измерительного оборудования в настоящее время, как правило, используются цифровые измерительные системы (ЦИС), самостоятельно или совместно с персональным компьютером (ПК) и установленным на нем измерительным программным обеспечением (ПО). Примером подобного профессионального оборудования являются системы Klippel [9]. Для инженеров-любителей и небольших производств на рынке представлена менее дорогостоящая система измерения электрических характеристик громкоговорителей Dayton Audio DATS [10]. Кроме того, для проведения измерений с помощью ПК можно использовать внешний аудиоинтерфейс (АИ), имеющий линейный выход и как минимум два независимых линейных входа.

В настоящее время существует большое количество программных продуктов, позволяющих проводить акустические и электроакустические измерения, и наиболее распространенными среди них являются Audio Real Time Analysis (ARTA) [11] и Room EQ Wizard (REW) [12]. ARTA является условно-бесплатным ПО и без покупки коммерческой лицензии работает только в режиме демоверсии с ограничением на сохранение и экспорт/импорт результатов измерений. REW, в свою очередь, распространяется бесплатно на условиях пользовательского соглашения, что позволяет использовать ее без каких-либо ограничений.

Для измерения параметров Тиля – Смолла, помимо ПК и АИ, потребуется также и специальная измерительная схема. В продаже имеются готовые аппаратные решения [13,14], однако, несложно изготовить подобное устройство самостоятельно. Самая простая схема подключения ГГ к АИ, предназначенная для измерения частотной зависимости ее импеданса, показана на рис. 1. Разность сигналов $u_{л}$ и $u_{п}$, подаваемых на левый и правый

линейные входы АИ, равна падению напряжения на постоянном резисторе $R_{\text{ИЗМ}}$. Импеданс головки Z рассчитывается в соответствии с выражением:

$$Z = \frac{u_{\text{П}} \cdot R_{\text{ИЗМ}}}{u_{\text{Л}} - u_{\text{П}}}$$

Сопротивление $R_{\text{ИЗМ}}$ желательно выбирать близким к ожидаемой величине импеданса головки, однако, слишком малая величина $R_{\text{ИЗМ}}$, например, **27 Ом**, будет обеспечивать плохое согласование сопротивлений с выходным сопротивлением АИ. Простым решением является использование резистора номиналом порядка **100 Ом** и подключение измерительной схемы к выходу для головных телефонов [15], которыми оснащено большинство профессиональных АИ.

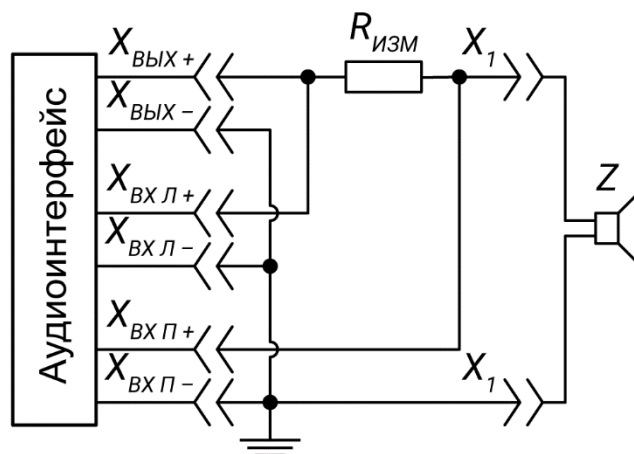


Рис. 1. Схема подключения ГГ к АИ для измерения импеданса

Достоинствами такого аппаратного решения, конечно же, являются простота изготовления и низкая стоимость компонентов. Существенным недостатком, однако, может послужить невозможность получения на зажимах головки напряжения требуемой величины **0,1 В** [6], поскольку максимальное напряжение, развиваемое на выходе большинства недорогих моделей АИ не превышает **3 В**. Дополнительно, малое напряжение на входе АИ приведет к необходимости устанавливать высокий коэффициент предварительного усиления, а высокое сопротивление $R_{\text{ИЗМ}} = 100 \text{ Ом}$ приведет к существенной разнице между напряжениями на правом и левом входах (**28 дБ** при измерении параметров ГГ с номинальным сопротивлением **4 Ом**), что затруднит установку коэффициента предварительного усиления, обеспечивающего одновременно высокое отношение сигнал/шум и отсутствие нелинейных искажений в АИ.

Альтернативным решением является использование УЗЧ, включенного между выходом АИ и измерительной схемой, и позволяющего получить на зажимах ГГ необходимый уровень сигнала при использовании любого

АИ и измерения параметров ГГ с любым номинальным сопротивлением. Использование УЗЧ позволяет уменьшить сопротивление $R_{\text{изм}}$ до **27 Ом** [15], что повышает отношение сигнал/шум при проведении измерений. Для защиты входов АИ от высокого напряжения подачу сигналов $u_{\text{л}}$ и $u_{\text{п}}$ необходимо осуществлять через одинаковые делители напряжения, состоящие из резисторов R_1, R_2 и R_3, R_4 соответственно (рис. 2). Номиналы резисторов R_2, R_4 выбираются для обеспечения эффективного согласования с входным сопротивлением АИ $R_{\text{вх}}$. Коэффициент ослабления делителей напряжения выбирается таким образом, чтобы при подаче на зажимы головки громкоговорителя напряжения **0,1 В** [6] величина напряжения на входах АИ не превышала максимально допустимых значений [16]. На выходе измерительной схемы целесообразно установить разъемы типа «крокодил» для удобного подключения ГГ.

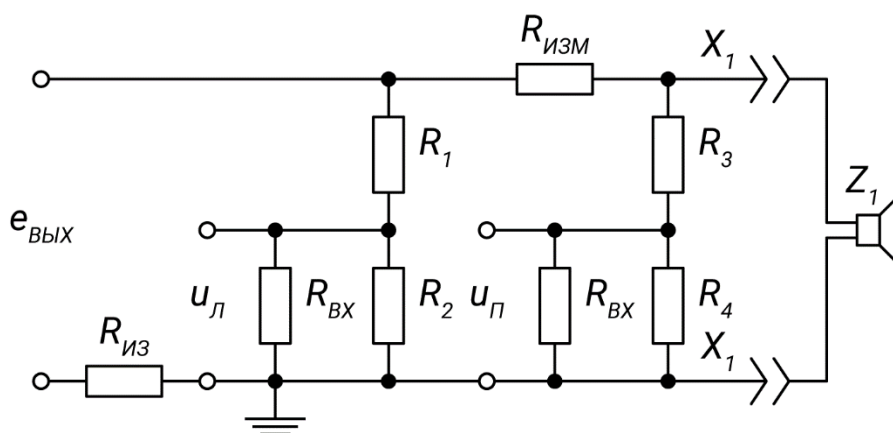


Рис. 2. Схема подключения ГГ к АИ при использовании УЗЧ

С недостатками такого варианта измерительной схемы можно столкнуться при ее аппаратной реализации. Использование УЗЧ класса D с виртуальной землей приводит к образованию короткого замыкания (КЗ) по земле при подключении измерительной схемы на вход АИ: УЗЧ, имеющие защиту от КЗ, отключаются; не имеющие защиты – выходят из строя. Использование УЗЧ класса АВ, требующих более громоздких и дорогостоящих источников питания, нецелесообразно для реализации компактного мобильного варианта измерительной системы.

В ходе проведенных исследований были опробованы различные варианты развязывания виртуальной земли УЗЧ класса D и земли АИ. Включение развязывающих резисторов между резисторами R_2, R_4 и землей делает невозможным корректное выполнение процедуры калибровки измерительной схемы и приводит к получению недостоверных результатов. Единственным вариантом, обеспечивающим корректную работу измерительного ПО, является включение развязывающего резистора $R_{\text{изм}}$ между виртуальной

землей УЗЧ и измерительной схемой (рис. 2). Сопротивление развязывающего резистора целесообразно выбирать равным $R_{из} = R_{изм} = 27 \text{ Ом}$: меньшее сопротивление не будет обеспечивать развязку по земле, а большее приведет к снижению эффективности работы УЗЧ и измерительной схемы.

В рамках дальнейшего усовершенствования предложенной аппаратной реализации предлагается разработать способ визуального контроля величины напряжения, подводимого к зажимам громкоговорителя, например, с помощью индикатора уровня сигнала на интегральной микросхеме LM3915.

Для обеспечения удобства использования измерительной системы планируется спроектировать и изготовить с помощью 3D печати корпус для размещения УЗЧ, измерительной схемы с делителями напряжения и индикатора уровня, оснащенный входными и выходными разъемами типа RCA для удобного подключения к АИ и ГГ. Дополнительно необходимо предусмотреть установку в корпус устройства постоянного резистора известного номинала для выполнения калибровки схемы измерений, и сделать выводы контактов резистора на корпус устройства для удобного подключения разъемов типа «крокодил».

Список используемых источников

1. Thiele N. Loudspeakers in vented boxes: Part 2 // Journal of the Audio Engineering Society. 1971. Vol. 19. № 6. P. 471–483.
2. Small R. H. Direct radiator loudspeaker system analysis // Journal of the Audio Engineering Society. 1972. Vol. 20. № 5. P. 383–395.
3. Small R. H. Closed-Box Loudspeaker Systems – Part 1: Analysis // Journal of Audio Engineering Society. 1972. Vol. 20. № 10. P. 798–808.
4. Small R. H. Closed-Box Loudspeaker Systems – Part 2: Synthesis // Journal of the Audio Engineering Society. 1973. Vol. 21. № 1. P. 11–18.
5. Beranek, L. L. Acoustics: Sound Fields and Transducers / L. L. Beranek, T. J. Mellow. London : Academic Press, 2012. 704 p.
6. AES2-2012 AES standard for acoustics – Methods of measuring and specifying the performance of loudspeakers for professional applications – Drive units. New York : Audio Engineering Society Inc., 2013. 20 p.
7. IEC 60268-5:2007 Sound system equipment – Part 5: Loudspeakers. Geneva : IEC, 2007. 54 p.
8. ГОСТ Р 53575-2009 Громкоговорители. Методы электроакустических испытаний. М.: Стандартинформ, 2011. 41 с.
9. R&D System – The Development Tool of Audio Technology. URL: <https://www.klippel.de/products/rd-system.html> (дата обращения 08.03.2023).
10. Dayton Audio – DATS V3 Computer Based Audio Component Test System. URL: <https://www.daytonaudio.com/product/1650/dats-v3-computer-based-audio-component-test-system> (дата обращения 08.03.2023).
11. Mateljan I. ARTA Audio Measurement and Analysis Software. URL: <http://www.artalabs.hr/> (дата обращения 08.03.2023).
12. Mulcahy J. REW – Room EQ Wizard Room Acoustics Software. URL: <https://www.roomeqwizard.com/> (дата обращения 08.03.2023).

13. Impedance Box – Listen, Inc. URL: <https://www.listeninc.com/products/audio-testing-hardware/ancillary-components/impedance-box/> (дата обращения 08.03.2023).

14. ARTA Box 4.1 Kit – Engineering Office Grafe. URL: <https://www.m1n1.de/en/produkt/arta-4-1-kit-2/> (дата обращения 08.03.2023).

15. Mateljan, I. LIMP Program for Loudspeaker Impedance Measurement. User Manual. Version 1.9.6. [Электронный ресурс] // Kastel Luksic: Artalabs, 2023. 47 p. URL: <https://www.artalabs.hr/download/LIMP-user-manual.pdf> (дата обращения 08.03.2023).

16. Weber H., Mateljan I., Dunn C. J. LIMP – Manual. Impedance Measurement. Thiele Small Parameters (TSP). RLC Meter // Hamilton, 2014. 32 p. URL: https://artalabs.hr/AppNotes/LIMP_Tutorial_Version_2_4_English.pdf (дата обращения 08.03.2023).

УДК 004.4'277.4
ГРНТИ 28.17.19

К ВОПРОСУ О ПОСТРОЕНИИ ТЕМБРАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРОВ FM-СИНТЕЗА И КЛАССИФИКАЦИИ ЗВУКОВ

К. Ю. Прохоров, Г. Г. Rogozинский

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

При генерации звукового сигнала, тембр того или иного звука будет определяться параметрами используемого метода синтеза звука. Иными словами, рассматривая тембр как вектор из N параметров мы образуем N -мерное тембральное пространство, размерность которого определяется количеством его параметров. Величина этой размерности может превышать или же быть меньше реального количества параметров, используемых в конкретной реализации алгоритма синтеза. В данной статье были определены измерения тембрального пространства и соответствующие им параметры синтеза, подобраны соответствующие данные для дальнейшего построения тембрального пространства, определены диапазоны используемых измерений, построено тембральное пространство.

Тембральное пространство, FM-синтез.

Измерения тембрального пространства. Выбор параметров FM-синтеза

В самом простом случае, для синтеза звукового сигнала с помощью двух FM-операторов [1] необходимы данные об их амплитудных огибающих (*EG Level/Rate*), частотах или частотных отношениях (*Freq. Ratio / Freq. Fixed, Detune, Freq. Fine, Freq. Coarse*), а также индексе модуляции модулирующего оператора (он же выходной уровень оператора, *Output level*).

Расширив систему до 6 операторов, появляется необходимость учитывать и их алгоритм коммутации. В каждом алгоритме коммутации присутствует хотя бы один оператор (или каскад из двух-трех операторов) охваченный линией обратной связи, а значит, необходимо учесть используется ли она или нет. Также учтем такие группы параметров, как:

- keyboard level scaling: Break point, Left Curve type, Right Curve type, Left Depth, Right Depth;
- НЧГ: waveshape, speed, delay, PMD, AMD, PMS, AMS);
- Pitch EG: Rate1 – Rate4, Level1 – Level4.

В таком случае получаем 35 параметров управления (35 измерений), которые необходимо учесть при построении тембрального пространства. Попробуем ограничить их количество.

При рассмотрении параметров амплитудной огибающей, ограничимся только длительностью периодов установления (атаки) и затухания, т. е. параметрами Rate1, Rate4. Периоды спада обычно рассматривают совместно со стационарной частью, а иногда могут быть заменены периодом затухания (в случае отсутствия периода стационарности).

Откажемся от рассмотрения конкретных значений частоты (*Freq. Fine* и *Freq. Coarse*). Взамен будем рассматривать количество несущих и модулирующих операторов, значения частоты которых задаются через фиксированное значение или через частотное отношение. Для параметра расстройки частоты (*Detune*) также учитываем только количество операторов, для которых он применяется (в независимости от типа оператора).

Следующие параметры и группы параметров исключим из рассмотрения, т.к. их использование не является обязательным для формирования сигнала в процессе синтеза: Keyboard Level scaling, Pitch EG, LFO.

Таким образом мы получили следующие 10 параметров FM-синтеза, на основе которых будут образованы измерения для построения тембрального пространства: Rate1, Rate4, Output Level, Algorithm, Feedback, Fix.Mod.Operator, Fix.Car.Operator, Int.Mod.Operator, Int.Car.Operator, Detune.

Данные для построения тембрального пространства

Каждая FM-реализация предоставляет пользователю возможность сохранять алгоритм работы синтеза в виде пресетов, т. е. в виде наборов настроек всех параметров. Наборы пользовательских пресетов (т. е. индивидуально настроенных) могут быть с легкостью найдены в сети интернет в большом количестве.

Данные для построения тембрального пространства определим путем рассмотрения и анализа пользовательских пресетов для синтезатора DX7 (использование файлов пресетов также возможно и в плагине *Dexed*).

В ходе рассмотрения было отобрано свыше 200 пресетов, с различным звучание тембров.

Диапазон измерений тембрального пространства

Диапазон измерения должен совпадать с диапазоном значений параметра. Однако при анализе пресетов становится понятно, что для некоторых параметров (*Rate1*, *Rate4*, *Output level*, *Detune* и др.) необходимо учитывать значения каждого из 6 операторов. В таком случае количество измерений увеличится примерно в три раза. Во избежание этого, попробуем рассмотреть не значения отдельных параметров, а количество операторов, чьи параметры имеют определенное значение. Тогда, диапазоны измерений, выбранных ранее, будут оцениваться следующим образом:

- $Rate1 \geq 75$ – количество операторов, в которых значение длительность периода атаки равно 75 (~ 8 мс) или выше;
- $Rate4 \geq 75$ – количество операторов, в которых значение длительность периода затухания равно 75 (~ 40 мс) или выше;
- $75 > Rate1 \geq 54$ – количество операторов, в которых значение длительность периода атаки находится в пределах от 54 (~ 100 мс) до 75;
- $75 > Rate4 \geq 54$ – количество операторов, в которых значение длительность периода затухания находится в пределах от 54 (~ 430 мс) до 75;
- $I > 1$ – количество модулирующих операторов, в которых значение индекса модуляции больше 1 (т. е., $Output Level > 72$);
- $I < 1$ – количество модулирующих операторов, в которых значение индекса модуляции меньше 1 (т. е., $Output Level < 68$);
- $I = 1$ – количество модулирующих операторов, в которых значение индекса модуляции равно 1 (т. е., $72 \geq Output Level \geq 68$);
- *Algorithm* – номер используемого алгоритма (от 1 до 32);
- *FB* – уровень обратной связи;
- *Detune* – количество операторов, использующих расстройку частоты;
- *FixMod* – количество модулирующих операторов, частоты которых задаются через фиксированное значение;
- *RatioMod* – количество модулирующих операторов, частоты которых задаются с помощью частотного отношения;
- *FixCar* – количество несущих операторов, частоты которых задаются через фиксированное значение;
- *RatioCar* – количество несущих операторов, частоты которых задаются с помощью частотного отношения.

Построение тембрального пространства

Для построения тембрального пространства воспользуемся программным обеспечением XDAT [2], позволяющим расположить наборы данных в виде параллельных координат.

В ходе анализа, получившегося тембрального пространства было обнаружено, что в нем невозможно определить окрестности тембров (т. е. такие окрестности, которые содержат в себе набор тембров, неотличимых друг от друга на слух) [3]. Для нахождения этих окрестностей определим тип музыкального инструмента для каждого исследуемого тембра (пресета) и объединим их в соответствии с классификацией Хорнбостела-Закса [4].

Для определения типа музыкального инструмента все исследуемые тембры были предоставлены к оцениванию группе слушателей. Ответы, полученные после прослушивания усреднены, и на их основе составлено еще одно измерение для тембрального пространства. Также добавлено измерение, для объединения типов инструментов в классы.

На рис. 1 представлено модифицированное тембральное пространство, дополненное двумя дополнительными измерениями.

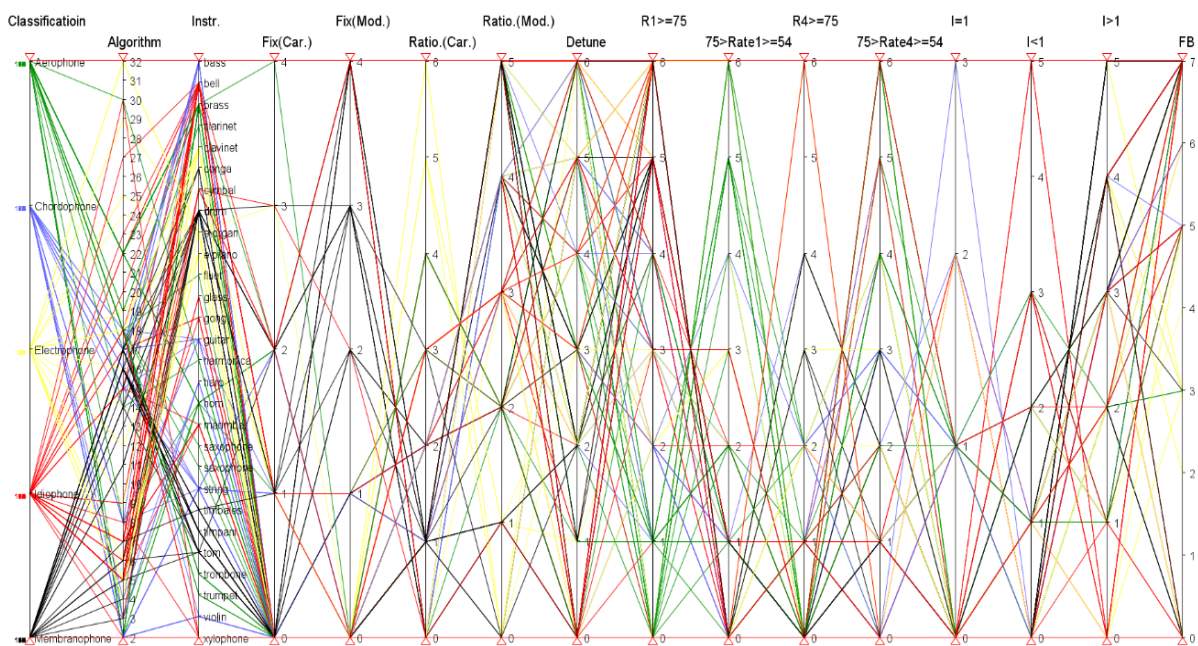


Рис. 1. Модифицированное тембральное пространство

В таблице 1 представлены результаты анализа окрестностей тембров в полученном модифицированном тембральном пространстве, соответствующие каждому классу используемой классификации.

ТАБЛИЦА 1. Результаты анализа тембрального пространства

	Группа алгоритмов*				Частота оператора		Участки амплитудной огибающей		Индекс модуляции мод. операторов	Уровень обратной связи
	1	2	3	4	Rat	Fix	Att	Rel		
Аэрофоны	+	+	+	+	+	–	10–100 мс	40–430 мс	Преимущ. выше 1	Макс.
Хордофоны	+	+	–	–	+	–	Различно		Различен	Макс.
Электрофоны	+	+	+	+	+	–	< 10 мс	40–430 мс	Преимущ. выше 1	Различен
Идиофоны	+	+	+	+	+	+	< 10 мс	Различно	Различен	Макс.
Мембранофоны	+	+	–	–	–	+	< 10 мс	Различно	Преимущ. выше 1	Различен

* Под группой алгоритмов подразумеваются те алгоритмы, в которых присутствуют характерные участки соединения операторов: 1 – параллельные несущие операторы с независимыми модулирующими операторами; 2 – параллельные модулирующие операторы; 3 – одиночный модулирующий оператор; 4 – параллельные несущие операторы без модуляции.

Заключение

В результате анализа, полученного тембрального пространства было выявлено, что границы полученных окрестностей тембров имеют низкую локализацию и не позволяют определить с должной точностью их принадлежность к определенной группе инструментов, обладающих схожим тембральным звучанием.

Введение дополнительных измерений, не зависящих от параметров синтеза, а также увеличение числа используемых данных (пресетов) для построения пространства, может привести к большей локализации границ окрестностей тембров, что позволит установить более точные диапазоны значений параметров синтеза для получения желаемого тембра.

Список используемых источников

1. Прохоров К. Ю., Рогозинский Г. Г., Уолш Р. К вопросу о математических моделях FM-синтеза звука // Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий : материалы V Международной научно-технической конференции, посвященной 140-летию со дня рождения выдающегося физика и создателя первой русской усилительной радиолампы Н. Д. Папалекси (Санкт-Петербург, 24, 25 ноября 2021 г.). СПб: СПбГИКиТ, 2021. 182 с.
2. XDAT – A free parallel coordinates software. URL: <https://www.xdat.org/> (дата обращения 23.01.2023).
3. Rogozinsky G., Tarantsev A. On Statement and Solution of Optimization Problem of Timbral Space Trajectories Design // Proc. of Telecom. Universities. 2020;6(1):14–20 (in Russ.). DOI:10.31854/1813-324X-2020- 6-1-14-20.
4. Lee, Deborah. 2020. “Hornbostel-Sachs Classification of musical instruments”. Knowledge Organization 47, no. 1: 72–91.

УДК 629.058
ГРНТИ 47.49.31

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ПРИЕМА КООРДИНАТ В ФОРМАТЕ NMEA И ОТОБРАЖЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НА ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ МЕСТНОСТИ В СРЕДЕ MATLAB

К. Е. Рютин, И. Г. Ушкова, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящей работе формализованы и программно реализованы процедуры приема и отображения географических координат в специальном программном обеспечении Matlab. Сообщение в формате NMEA поступает на вход приемника глобальной навигационной спутниковой системы Globalsat BU-353S4. Затем в среде Matlab реализуется разбор сообщения NMEA с извлечением значений широты и долготы в геоцентрической глобальной системе координат WGS-84. Полученные значения широты и долготы в процессе приема записываются в лог-файл и могут использоваться для сохранения и отображения траектории подвижного объекта, подлежащего позиционированию. Реализованный программный модуль предназначен для сопоставления точности оценок координат, полученных по сигналам сетей сотовой радиосвязи общего пользования и ГНСС, а также при проведении лабораторных работ по дисциплине «Позиционирование устройств в системах беспроводных коммуникаций».

позиционирование, Matlab, NMEA, WGS-84, Globalsat BU-353S4.

Анализ эволюции технологий сетевого позиционирования 2G-4G [1, 2], сетевой архитектуры систем определения местоположения (ОМП) [3], соответствующих процедур [4], радиointерфейсов [5], стандартов [6] и потенциальной точности [7] показал, что для удовлетворения в широком спектре сценариев сетей пятого и последующих поколений [8, 9], а также реализации приложений геолокации в задачах сетевой организации экосистемы 5G [10, 11] сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) оказывается недостаточно и требуется комплексирование измерений гетерогенных сетей связи и систем навигации [12, 13]. Оценка точности позиционирования устройств сетей LTE дальномерным (ДМ) [14], разномерно-дальномерным (РДМ) [15–18] и угломерным (УМ) методами [19–22], выполненная средствами имитационного моделирования (ИМ), показала точность оценок координат (ОК) десятки метров для пользовательских устройств UE и базовых станций eNB на плоскости (2D).

Для экспериментальной апробации точности ОМП в существующих и проектируемых сетях LTE/NR демонстратором технологии сетевого позиционирования [23], построенного с использованием методов и средств программно-конфигурируемого радио SDR (*Software-Defined Radio*) [24], необходимо определить местоположение UE и eNB в глобальной системе координат (СК) WGS-84 (*World Geodetic System 1984*) [25], а также отобразить их на цифровой модели местности (ЦММ) с переводом из локальной в глобальную систему координат. Для этого в настоящей работе рассматриваются процедуры и программные функции, реализующие разбор сообщения стандарта NMEA (*National Marine Electronics Association*) [26], принятого приемником ГНСС Globalsat BU-353S4 [27].

В качестве иллюстративного примера в среде Matlab программно реализован сценарий территориального распределения четырех eNB на удалении 3, 30, 50 и 100 м от UE. Рис. 1, а иллюстрирует сценарий распределения eNB и UE на плоскости без привязки к ЦММ в локальной СК, а также линии положения – гиперболы, определяемые разностями расстояний между eNB₂, eNB₃ и eNB₄ и опорной eNB₁, у которой уровень принимаемого сигнала оказывается наибольшим вследствие наименьшего расстояния до UE. Гиперболы, eNB и UE представлены в локальной прямоугольной СК, за начало которой выбрана точка рядом с истинным местоположением (МП) UE [0.1, 0.1, 2.0] м. Вторичная обработка первичных РДМ измерений заключается в оценке координат UE итеративным методом Гаусса-Ньютона (ГН) [15–18]. Исходными данными для ОК UE являются известные координаты eNB, а также разности расстояний Δr_{21} , Δr_{31} и Δr_{41} . Начальной точкой итеративного поиска является математическое ожидание от координат eNB, сигналы которых получает UE. Рис. 1, б иллюстрирует результаты оценки координат UE с привязкой к ЦММ в глобальной СК в специальном программном обеспечении (СПО) Matlab для сценария на рис. 1, а.

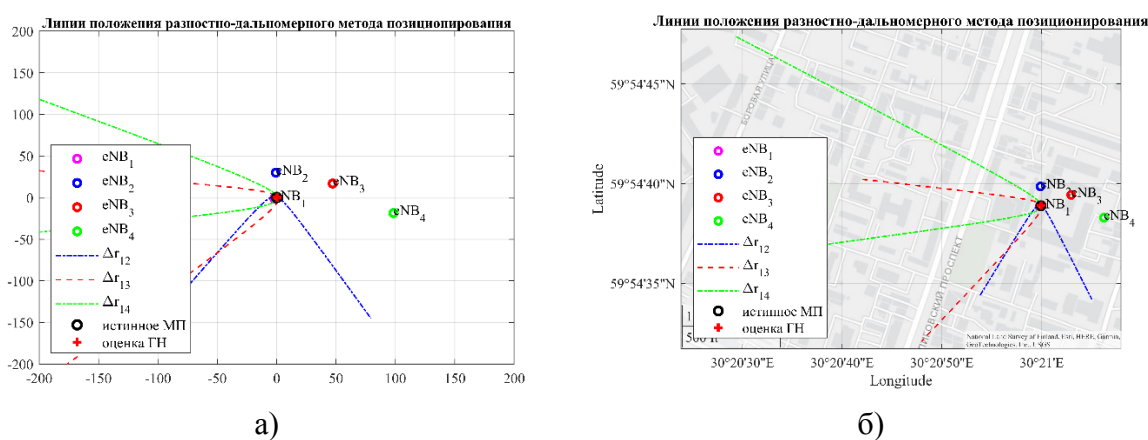


Рис. 1. Оценка координат с привязкой к цифровой модели местности в СПО Matlab:
а) без привязки к ЦММ в локальной СК; б) с привязкой к ЦММ в глобальной СК

В качестве опорной точки в глобальных координатах системы WGS 84 (*World Geodetic System 1984*) [25] выбрана широта и долгота, принимаемая приемником ГНСС Globalsat BU-353S4 [27] по адресу СПб., ул. Курская, д. 21:

```
origin = [59.910802627775126, 30.349978458608255];
```

Относительно данной опорной точки в СПО Matlab выполняется территориальное распределение eNB и UE на ЦММ; при этом исходным локальным прямоугольным координатам eNB (рис. 1,а) соответствуют следующие значения широты и долготы в глобальной СК WGS-84 (рис. 1,б):

```
CellLatLong =  
    59.9108    59.9111    59.9110    59.9106  
    30.3499    30.3500    30.3508    30.3517
```

Отображение точки (набора точек для гиперболы) в СПО Matlab на ЦММ в глобальной СК реализуется функцией `geoplot(lat,lon)` [28], аргументами которой выступает широта `lat` и долгота `lon`.

Устройство Globalsat BU-353S4 соединяется с автоматизированным рабочим местом (АРМ) по интерфейсу USB, поэтому для считывания данных в формате NMEA с приемника ГНСС нужно сначала определить доступный последовательный порт в СПО Matlab. Данная процедура реализуется функцией `port = serialportlist("available")` [29]. После этого производится подключение к последовательному порту `port` командой `data = serialport(port,4800,"Timeout",5)` [30], аргументами которой является порт `port`, скорость считывания `4800` в бод/с, а также таймаут выполнения операции "Timeout" в 5 с. Прием сообщения NMEA устройством Globalsat BU-353S4 осуществляется в цикле до фиксации координат:

```
while true  
    lineNMEA = readline(data);  
    if (contains(lineNMEA,"GGA"))  
        GGA_fields = split(lineNMEA,["", "*"]);  
        if (str2double(GGA_fields(7)) ~= 0)  
            disp("Координаты зафиксированы!");  
            break;  
        end  
    end  
    disp("Координаты не зафиксированы!");  
end
```

Считывание строки NMEA в коде ASCII из последовательного порта реализуется командой `lineNMEA = readline(data)` [31]. Для разбора принятой строки NMEA можно использовать встроенную в СПО Matlab

функцию `nmeaParser` [32], однако в настоящей реализации используется проверка на наличие в принятой строке сообщения GGA, содержащего текущее время, местоположение и вспомогательные данные [26]. Извлечение из строки `GGA_fields` значений широты `GGA_fields(3)` и долготы `GGA_fields(5)` осуществляется функцией `extractBetween` [33] с аргументами начала и конца считывания следующим образом:

```
Latitude = str2double(extractBetween(GGA_fields(3),1,2)) + ...  
          str2double(extractBetween(GGA_fields(3),3,strlen(GGA_fields(3))))/60;  
Longitude = str2double(extractBetween(GGA_fields(5),1,3)) + ...  
          str2double(extractBetween(GGA_fields(5),4,strlen(GGA_fields(5))))/60;
```

При полевых испытаниях координаты eNB будут приниматься приемником `Globalsat BU-353S4` [27] в глобальной СК и транслироваться вместе с опорными сигналами eNB, по которым UE производит первичные измерения. ОК будет осуществляться в UE в локальной СК по извлеченным координатам eNB и собранным первичным РДМ измерениям Δr_{21} , Δr_{31} и Δr_{41} .

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

Список используемых источников

1. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 1 // Первая миля. 2020. № 2 (87). С. 32–39.
2. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 // Первая миля. 2020. № 3 (88). С. 30–35.
3. Фокин Г. Эволюция сетевой архитектуры позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Первая миля. 2020. № 5 (90). С. 24–29.
4. Фокин Г. А. Эволюция процедур позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Том 8. № 1. С. 76–89.
5. Фокин Г. А. Эволюция радиointерфейсов позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Том 8. № 2. С. 77–91.
6. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Стандарты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 371–376.
7. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Точность // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 376–382.
8. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
9. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
10. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.

11. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
12. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования. СПб. : СПбГУТ, 2020. 558 с.
13. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
14. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
15. Дворников С. В., Фокин Г. А., Аль-Одхари А. Х., Федоренко И. В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.
16. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. 170–173.
17. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
18. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
19. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.
20. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
21. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
22. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах. Материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2015. С. 25–26.
23. Фокин Г.А., Волгушев Д.Б., Харин В.Н. Использование SDR технологии для задач сетевого позиционирования. Формирование опорных сигналов LTE // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №5. С. 28–47.
24. Фокин Г.А. Технологии программно-конфигурируемого радио. М. : Горячая Линия – Телеком, 2019. 316 с.
25. Руководство по Всемирной геодезической системе – 1984 (WGS-84). Международная организация гражданской авиации [Электронный ресурс]. URL: <https://ggspb.org/normativnaya-baza/files/rukovodstvo-po-vsemirnoi-geodezicheskoi-sisteme-1984.pdf> (дата обращения 27.01.2023).

26. The NMEA 0183 Protocol. National Marine Electronics Association. URL: <http://www.tronico.fi/ОН6NT/docs/NMEA0183.pdf> (дата обращения 27.01.2023).
27. BU-353S4 Cable GPS with USB interface (SiRF Star IV). Globalsat. URL: <https://www.globalsat.com.tw/en/a4-10593/BU-353S4.html> (дата обращения 27.01.2023).
28. geoplot. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/geoplot.html> (дата обращения 27.01.2023).
29. serialportlist. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/instrument/serialportlist.html> (дата обращения 27.01.2023).
30. serialport. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/instrument/serialport.html> (дата обращения 27.01.2023).
31. readline. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/instrument/serialport.readline.html> (дата обращения 27.01.2023).
32. nmeaParser. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/nav/ref/nmeaparser-system-object.html> (дата обращения 27.01.2023).
33. extractBetween. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/extractbetween.html> (дата обращения 27.01.2023).

УДК 621.396.969
ГРНТИ 47.49.31

ПРОЦЕДУРЫ КОДИРОВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ В ГЕОЦЕНТРИЧЕСКОЙ ГЛОБАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ WGS-84 ПО СПЕЦИФИКАЦИИ 3GPP TS 23.032

К. Е. Рютин, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящей работе представлены экспериментальные результаты оценки погрешности при кодировании и декодировании местоположения в геоцентрической глобальной системе координат WGS-84 по спецификации 3GPP TS 23.032 в форматах стандартной и повышенной точности. Для этого реализованы следующие процедуры: прием географических координат в формате NMEA USB приемником Globalsat BU-353S4 глобальной навигационной спутниковой системы; кодирование и декодирование географических координат по спецификации 3GPP TS 23.032 в формате стандартной и повышенной точности; оценка погрешности преобразования при кодировании и декодировании географических координат по спецификации 3GPP TS 23.032. Результаты исследований могут быть использованы при отработке технических решений по отображению первичных измерений в форме линий положения и оценок координат, полученных в результате вторичной обработки первичных измерений в заданном сценарии позиционирования пользовательского устройства UE по сигналам базовых станций eNB на цифровой модели в полевых условиях.

позиционирование, 3GPP TS 23.032, глобальная система координат WGS-84.

Широкий спектр сценариев позиционирования в сетях пятого поколения 5G [1, 2], сетевых приложений, в которых используются данные о местоположении (МП) устройств [3–5], а также разнородность линий положения методов оценки координат [6], основанных на дальномерных [7], разностно-дальномерных [8–11] и угломерных [12–15] измерениях, в совокупности определяют необходимость надлежащего представления и преобразования форматов оценок координат [16]. Регламентирующим документом, устанавливающим правила кодирования, представления, преобразования форматов оценок координат для технологий сетевого позиционирования определяется спецификацией 3GPP TS 23.032 [17].

В рамках проводимого в настоящей работе исследования представлено описание процедур кодирования географического МП макета базовой станции eNB (*eNodeB*) в геоцентрической глобальной системе координат (СК) WGS-84 по спецификации 3GPP TS 23.032 для передачи на макет пользовательского устройства UE (*User Equipment*) и последующего декодирования на стороне UE в рамках разработки SDR (*Software-Defined Radio*) демонстратора технологии сетевого позиционирования LTE [18] для проведения полевых испытаний. Для испытаний в полевых условиях макеты eNB должны иметь географическую привязку. Эта задача может быть решена посредством приема географических координат USB приемником глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), например, Globalsat BU-353S4 [19] в формате сообщений NMEA (National Marine Electronics Association) [20]. Принимаемые координаты в геоцентрической глобальной СК WGS-84 в формате широты и долготы извлекаются из сообщения NMEA и далее кодируются по спецификации 3GPP TS 23.032 [17] на стороне макета eNB в формате стандартной и повышенной точности. Далее закодированные координаты модулируются на физическом уровне стандарта LTE согласно спецификации 3GPP TS 36.211 [21] и передаются вместе с опорными сигналами, по которым пользовательское устройство UE осуществляет первичные измерения. На стороне макета UE выполняется демодуляция и декодирование координат eNB для решения навигационной задачи.

Задачей настоящей работы является оценка погрешности преобразования при кодировании и декодировании географических координат по спецификации 3GPP TS 23.032 в формате стандартной и повышенной точности.

Стандартным форматом оценки местоположения и представления координат в спецификации 3GPP TS 23.032 является точка эллипсоида [17].

Кодирование точки эллипсоида в формате стандартной точности по спецификации 3GPP TS 23.032 обеспечивает погрешность не более 3 м.

Значение широты X от 0° до 90° в обе стороны от экватора в геоцентрической глобальной СК WGS-84 в формате стандартной точности кодируется 24 битами: 1 бит на знак, остальные 23 бита кодируют число от 0

до $2^{23} - 1$. Соотношение между закодированным числом N и диапазоном абсолютных значений широты X (в градусах), подлежащей кодированию, определяется как:

$$N < \frac{2^{23}}{90} X < N + 1,$$

за исключением значения $N = 2^{23} - 1$, для которого диапазон расширяется для включения $N + 1$.

Значение долготы X от -180° до 180° в геоцентрической глобальной СК WGS-84 в формате стандартной точности кодируется 24 битами числом в диапазоне от -2^{23} до $2^{23} - 1$. Соотношение между закодированным числом N и диапазоном значений долготы X (в градусах), подлежащей кодированию в стандартной точности, определяется как:

$$N < \frac{2^{24}}{360} X < N + 1.$$

Кодирование точки эллипсоида в формате повышенной точности по спецификации 3GPP TS 23.032 обеспечивает погрешность не более 5 мм для широты и 10 мм для долготы.

Значение широты X от -90° до 90° в геоцентрической глобальной СК WGS-84 в формате повышенной точности кодируется 32 битами числом в диапазоне от -2^{31} до $2^{31} - 1$. Соотношение между закодированным числом N и диапазоном значений долготы $X \in [-90^\circ, 90^\circ]$, подлежащей кодированию в повышенной точности, определяется как:

$$N = \left\lfloor \frac{X}{90^\circ} 2^{31} \right\rfloor,$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция округления вниз до ближайшего целого числа.

Значение долготы X от -180° до 180° в геоцентрической глобальной СК WGS-84 в формате повышенной точности кодируется 32 битами числом в диапазоне от -2^{31} до $2^{31} - 1$. Соотношение между закодированным числом N и диапазоном значений долготы X (в градусах), подлежащей кодированию в повышенной точности, определяется выражением:

$$N = \left\lfloor \frac{X}{180^\circ} 2^{31} \right\rfloor.$$

Неопределенность r широты и долготы описывается функцией:

$$r = C((1 + x)^K - 1),$$

с параметрами C, x, K . Для стандартной точности параметры принимают значения: $C = 10$, $x = 0,1$, $0 \leq K \leq 127$, а неопределенность кодируется 7-ю битами и находится в пределах от $r = 1$ м при $K = 1$ до $r = 1800$ км при $K = 127$. Для повышенной точности параметры принимают значения: $C = 0,3$, $x = 0,02$, $0 \leq K \leq 255$, а неопределенность кодируется 8-ю битами и находится в пределах от $r = 6$ мм при $K = 1$ до $r = 46,49$ м при $K = 256$.

После кодирования координат и их неопределенности набор полученных битов представляется набором-строкой конечной длины, где порядок следования бит представляется октетами (байтами) которых сверху-вниз, а внутри октета биты следуют слева от самого старшего направо к самому младшему. Набор-строка бит содержит поле типа формата и поле описания формата; формат набор-строки для точки эллипсоида показан на рис. 1.

Вместо четырех нулей для точки эллипсоида в четырех старших разрядах октета 1 может быть задан другой формат представления координат. Доступные форматы представления координат согласно спецификации 3GPP TS 23.032 представлены в таблице 1. Обзол представленных форматов сделан в [18]. В рамках проведенного исследования были реализованы процедур кодирования местоположения макета eNB в геоцентрической глобальной СК WGS-84 по спецификации 3GPP TS 23.032 в форматах стандартной и повышенной точности для форматов точки эллипсоида с высотой (код 1000) и точка эллипсоида повышенной точности с эллипсом неопределенности (код 1100). Результаты кодирования координат WGS-84, принятых USB устройством Globalsat BU-353S4, подтвердили границы стандартной и повышенной точности.

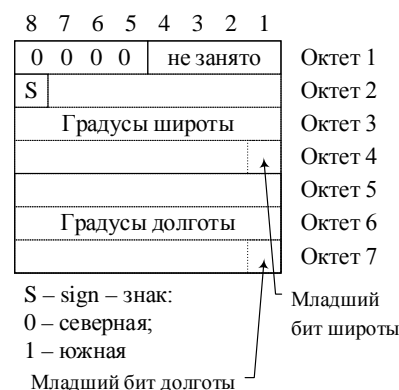


Рис. 1. Формат представления точки эллипсоида

ТАБЛИЦА 1. форматы представления координат согласно 3GPP TS 23.032

Последовательность бит 4 3 2 1	Формат
0 0 0 0	Точка эллипсоида
0 0 0 1	Точка эллипсоида с кругом неопределенности
0 0 1 1	Точка эллипсоида с эллипсом неопределенности
0 1 0 1	Многоугольник
1 0 0 0	Точка эллипсоида с высотой
1 0 0 1	Точка эллипсоида с высотой и эллипсом неопределенности
1 0 1 0	Дуга эллипсоида
1 0 1 1	Точка эллипсоида повышенной точности с эллипсом неопределенности
1 1 0 0	Точка эллипсоида повышенной точности с высотой и эллипсом неопределенности
1 1 0 1	Точка эллипсоида повышенной точности масштабируемым эллипсом неопределенности
1 1 1 0	Точка эллипсоида повышенной точности с высотой и масштабируемым эллипсом неопределенности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

Список используемых источников

1. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
2. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
3. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. Москва : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
4. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
5. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
6. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования. СПб. : СПбГУТ, 2020. 558 с.
7. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
8. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ 2015. Т. 1. 170–173.
9. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
10. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
11. Дворников С. В., Фокин Г. А., Аль-Одхари А. Х., Федоренко И. В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.
12. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.
13. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
14. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
15. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в техниче-

ских университетах. Материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2015. С. 25–26.

16. Фокин Г. А., Григорьев В. А., Аксенов В. О. Технология сетевого позиционирования LTE. Часть 2. Форматы оценок координат. Первая миля. 2022. № 7 (107). С. 60–71.

17. 3GPP TS 23.032 V17.1.0 (2021-09) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Universal Geographical Area Description (GAD) (Release 17).

18. Фокин Г. А., Волгушев Д. Б., Харин В. Н. Использование SDR технологии для задач сетевого позиционирования. Формирование опорных сигналов LTE // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №5. С. 28–47.

19. BU-353S4 Cable GPS with USB interface (SiRF Star IV). Globalsat. URL: <https://www.globalsat.com.tw/en/a4-10593/BU-353S4.html> (дата обращения 26.01.2023).

20. The NMEA 0183 Protocol. National Marine Electronics Association. URL: <http://www.tronico.fi/ОН6NT/docs/NMEA0183.pdf> (дата обращения 26.01.2023).

21. 3GPP TS 36.211 V16.7.0 (2021-09). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 16).

УДК 621.397

ГРНТИ 49.45.29

КОМПЛЕКСНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И СРАВНЕНИЕ РАБОТЫ ЦИФРОВЫХ ИМПОРТНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ И ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА

А. А. Савельева, А. Р. Элежбиев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проблематика импортозамещения в Российской Федерации является одним из актуальнейших промышленных аспектов ввиду сложившейся санкционной обстановки и отказа зарубежных производителей от поставок как оборудования, так и запасных частей к нему. Данная ситуация касается многих отраслей, в том числе такой важной области как телекоммуникации (телевидение). В данной статье рассмотрен вариант замены импортного передатчика вещания стандарта DVB-T2 на отечественный, а также выполнено измерение параметров, приведено краткое сравнение оборудования.

телевизионное вещание, импортозамещение, передатчик.

В процессе эксплуатации существующего импортного оборудования неизбежно возникают проблемы сбоя программного обеспечения (ПО)

и выхода целых узлов из строя. Учитывая сложность такого оборудования, в настоящее время в такой ситуации существует только два варианта решения проблем – переустановка (ПО) или замена вышедшего узла новым. И то, и другое зарубежные производители оборудования отказываются предоставлять, что в перспективе ведет к неполноценной эксплуатации и полному отсутствию возможности дальнейшего использования данного оборудования.

В рамках реализации ФЦП «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2018 г.» на территории Чеченской Республики построена сеть цифрового эфирного наземного вещания, состоящая из трёх одночастотных зон, включающих в себя 54 объекта вещания.

В одночастотной сети Чеченской Республики, на всех 54 объектах, используются кодеры, модуляторы и усилители одного производителя: для первого мультиплекса компания «Rohde&Schwarz», для второго «Harris».

После выхода из строя оборудования второго мультиплекса на объекте «РТС Шарой» было принято решение о замене узла не на аналогичный передатчик, а на отечественный, который предварительно прошел проверки в лабораторных условиях. Вместо передатчика «Harris» установлен «Микротек-ТТUD250» (рис. 1), который состоит из двух блоков: возбудитель и усилитель мощности. Достоинства передатчика Микротек заключаются в наличии кодера и модулятора в одном корпусе.

Основные особенности данного передатчика:

- коэффициент ошибок модуляции MER > 38 дБ;
- соответствие стандарту ETSI EN302755;
- вход данных: 2×ASI, 2×TSoIP;
- управление и контроль через web-интерфейс;
- возможность встраивания в систему мониторинга [1].



Рис. 1. Стойка вещания пакета РТРС-2

Проверив корректность подключения, следовало осуществить настройку оборудования и провести измерение.

Для исследования использовался анализатор R&S®ETC производства фирмы «Rohde&Schwarz». Данный анализатор предназначен для анализа телевизионных сигналов, а также для проведения спектрального и скалярного анализа цепей и измерений мощности [2].

Для оценки качества выходных сигналов передающих систем или модуляторов одним из наиболее часто используемых параметров является коэффициент ошибок модуляции MER, который можно интерпретировать как расширенную версию отношения сигнал/шум. Чем менее размазаны точки созвездия, тем выше значение MER, выше C/N и выше качество сигнала. Сигнал передается без видимых искажений и шумов (рис. 2).

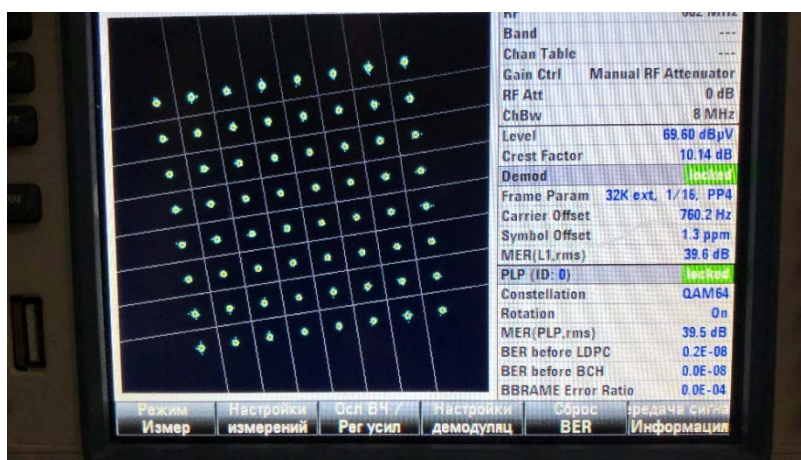


Рис. 2. Сигнальное созвездие принимаемого сигнала пакета RTPC-2

При измерении анализатор R&S®ETC работает как тестовый демодулятор. Список параметров измерения содержит обзор наиболее важных настроек прибора, состояния принимаемого сигнала и качества принимаемого сигнала DVB-T2. Последовательность, в которой отображаются параметры измерения, соответствует последовательности шагов синхронизации в демодуляторе (рис. 3).

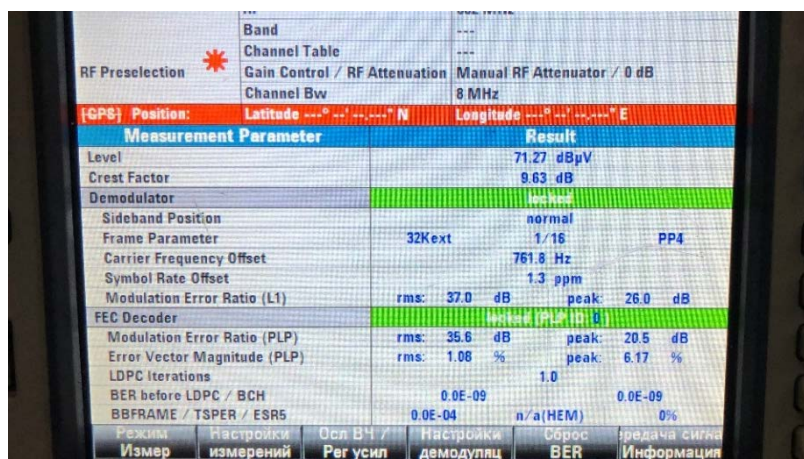


Рис. 3. Основные параметры сигнала пакета RTPC-2

Окно состояния передатчика простое и понятное, отображает в реальном времени состояние внешних и внутренних узлов, а также позволяет в реальном времени дистанционно или локально подробно просмотреть параметры или изменить интересующие. Меняя параметры меню настроек передатчика, есть возможность в реальном времени просматривать изменения в рабочем окне (рис. 4, 5).

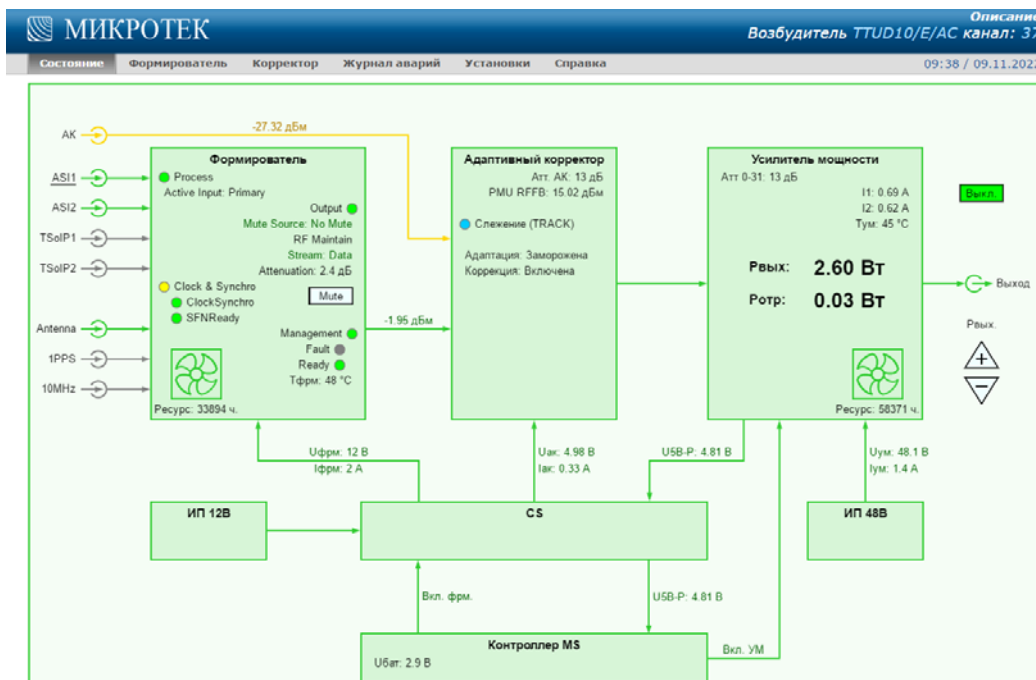


Рис. 4. Рабочее окно состояния (работы) передатчика

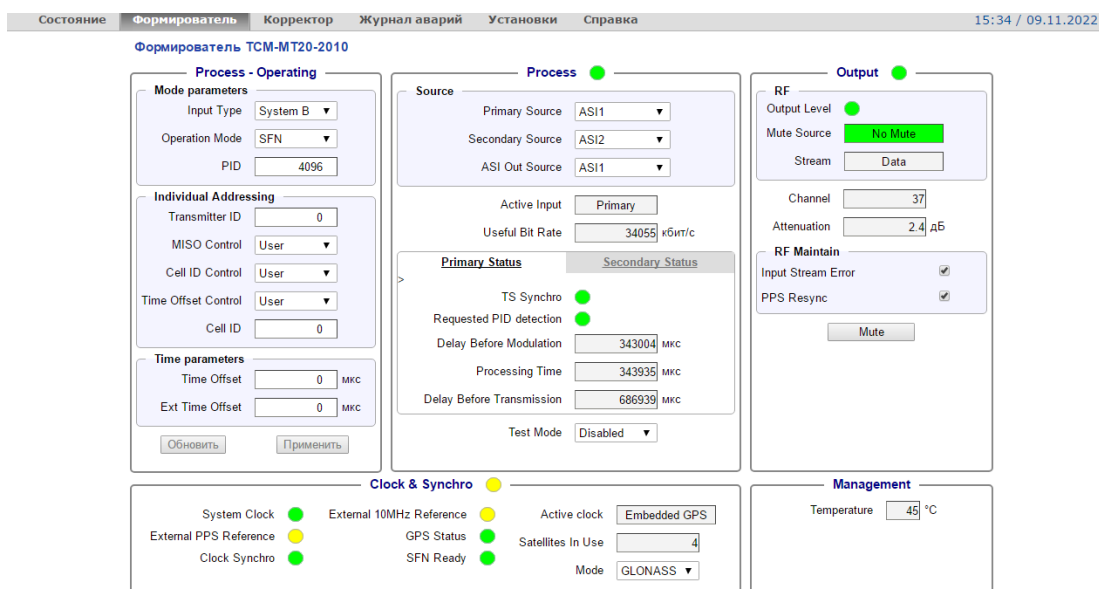


Рис. 5. Меню настроек передатчика

В заключении необходимо упомянуть, что имеющееся импортное оборудование неизбежно и постепенно будет выходить из строя, а отсутствие

возможности ремонта или замен вышедших из строя узлов станет невозможным ввиду отсутствия на рынке требуемых комплектующих и ПО.

Представленное в настоящей работе решение является актуальным и быстро реализуемым, в том числе и потому как ПО и запчасти к отечественному оборудованию поставляются непосредственно производителем.

В качестве подтверждения тезису, представленному выше, возможно отметить, что период безотказной работы установленного оборудования производства компании Микротек по состоянию на март 2023 года составляет более 5 месяцев с момента установки. При этом за указанный период работы представленного передатчика на горячую линию 8-800 от жителей данного населенного пункта не поступало звонков, связанных с неполадками со стороны РТПЦ.

Список используемых источников

1. Описание оборудования Микротек-ТТUD100/250/500 «Передатчики для цифрового эфирного ТВ вещания стандарта DVB-T2 мощностью 100/250/500 Вт» [Электронный ресурс] // URL: <http://www.microtec.ru/catalog> (дата обращения 10.03.2023).

2. Руководство по эксплуатации ТВ анализатора R&S ETC «R&S® ETC Compact TV Analyzer User Manual». URL: <https://www.rohde-schwarz.com/cac/manual/etc/> (дата обращения 10.03.2023).

Статья представлена заведующим кафедрой ИКС СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом А. А. Зарубиным.

УДК 621.376.6
ГРНТИ 49.29.14

ОРГАНИЗАЦИЯ РАДИОКАНАЛА ДЛЯ СВЯЗИ С БПЛА НА ДАЛЬНИЕ РАССТОЯНИЯ

О. А. Симонина, В. С. Тимофеев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В 2022 году в Российской Федерации сфера беспилотных летательных аппаратов получила новый импульс к развитию. Радиолиния передачи командно-телеметрического и информационного трафика между БПЛА и наземным комплексом управления в пределах прямой радиовидимости является одним из ключевых элементов конструкции аппарата. Объёмный поток информации создаёт большую нагрузку на пропускную способность, поэтому к беспроводной линии связи НКУ с БПЛА предъявляются серьёзные требования. В данной статье рассмотрен перспективный метод организации радиоканала с БПЛА с расчётом теоретической пропускной способности.

беспилотные летательные аппараты, затухание, модуляция, пропускная способность.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА), также известные как дроны, становятся все более актуальными в различных отраслях промышленности из-за способности выполнять задачи, которые опасны или трудны для выполнения человеком. Развитие беспилотных летательных аппаратов принесло множество преимуществ и возможностей, таких как повышение эффективности выполнения поставленной задачи, снижение материальных затрат и повышение безопасности коллектива. В военном секторе дроны помогают снизить риск для человеческой жизни, позволяют собирать разведанные в режиме реального времени. В сельском хозяйстве БПЛА используются для картографирования и мониторинга сельскохозяйственных культур, повышая эффективность управления растениеводством. В сфере доставки дроны способны усовершенствовать способ транспортировки товаров, обеспечивая более быстрые, экономичные и безопасные варианты доставки.

Линия радиосвязи является одним из важнейших компонентов системы БПЛА. В современных дронах организована двухсторонняя радиосвязь между бортовой и наземной аппаратурой. Её задача – это обеспечение надежной и защищенной связи между дроном и его оператором на земле. Основные требования к данной линии связи:

В направлении БПЛА-НПУ – передача телеметрии: БПЛА передает данные в режиме реального времени, такие как его местоположение, высота, скорость и уровень заряда батареи; передача видео и данных, беспилотник может передавать видео и другие данные в реальном времени на наземную станцию управления, позволяя операторам отслеживать прогресс дрона. Таким образом появляется возможность оперативного принятия решений оператором [1].

В направлении НПУ-БПЛА – команды навигации и управления: наземная станция управления отправляет команды БПЛА, такие как инструкции по взлету, посадке и навигации; управление полезной нагрузкой, если БПЛА оснащен полезной нагрузкой, такой как камера или датчики, НПУ может управлять работой этих устройств через линию радиосвязи.

Следует понимать, что проблема организации связи с БПЛА на дальние расстояния – это целая совокупность разных факторов, которые зависят от разных конструктивных особенностей БПЛА, рельефа местности, высоты полёта, погодных условий. Важнейшую роль играет грузоподъёмность системы, например, есть возможность собрать приёмопередатчик с дальностью устойчивой радиосвязи в 50 и более км, но такая система будет неподъёмна для маленьких дронов, либо будет очень сильно греться, понадобится система охлаждения, также требуется большой запас энергии и т. д. Огромное влияние оказывает радиогоризонт, чем дальше дрон удаляется, тем

выше от поверхности земли он должен находиться. С набором высоты меняется влажность, появляется облачность, затухание становится больше.

При организации канала радиосвязи с БПЛА на дальние расстояния следует учитывать вышеперечисленные факторы, чтобы обеспечить надежную и защищенную связь.

1. Выбор частоты, который подразумевает выбор частот в соответствии с действующим законодательством, также нужно учитывать помехи других систем, обеспечение необходимой дальности в зависимости от затухания, возможную ширину полосы, надежность и задержку;

2. Конструктивные особенности: элементная база на БПЛА и наземной станции управления должны быть тщательно продуманы для обеспечения достаточной мощности и стабильности сигнала.

Потери радиосигнала на трассе рассчитываются по формуле:

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right),$$

где L – потери на распространение в свободном пространстве, дБ; D – расстояние между приемником и передатчиком, м; λ – длина волны, м [1].

На рис. 1 приведены частоты, наиболее распространённые у коммерческих производителей БПЛА. Данный выбор обусловлен тем, что это нелицензируемый частотный диапазон, но для специальных решений, например, для нужд МЧС или других ведомств, выбор частот может быть шире в зависимости от решений ГКРЧ.

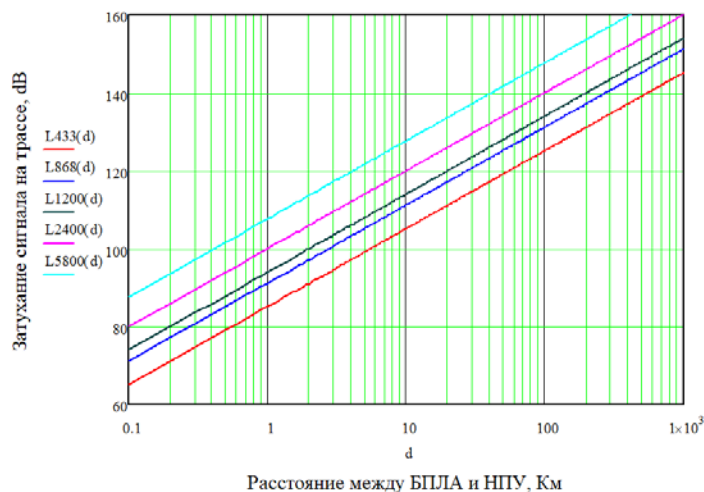


Рис. 1. Затухание сигнала на трассе в зависимости от расстояния между БПЛА и НКУ разных частот

Высокочастотные радиоволны легче поглощаются атмосферой, особенно кислородом и водяным паром, количество которого с набором высоты может становиться всё больше (рис. 1). В облачную погоду пар имеет бóльшую концентрацию, следовательно, возникает бóльшее затухание по

сравнению с низкочастотными радиоволнами. Чтобы свести к минимуму влияние затухания, в системе связи БПЛА используются различные методы перестройки частоты для улучшения качества сигнала и уменьшения воздействия помех. Как правило канал получения видеoinформации находится на частотах выше, чем канал управления. Таким образом канал управления более устойчив к затуханию и более надёжен, а канал передачи трафика менее надёжен, но у него больше полоса пропускания. Соответственно нужно найти компромиссное решение, которое удовлетворит требованиям к дальности устойчивой связи и пропускной способности.

Далее следует рассмотреть вопрос выбора вида модуляции сигнала в приемопередатчике [2]. Для обеспечения максимальной дальности связи, при сравнении различных видов модуляции, пользуются критериями спектральной и энергетической эффективности. Важно отметить, что энергоэффективность является лишь одним из нескольких важных критериев при выборе схемы модуляции. Оптимальный выбор будет зависеть от конкретных требований и ограничений системы связи. Основным требованием при создании системы связи с БПЛА является обеспечение возможности передачи данных с заданной скоростью и вероятностью ошибки при больших расстояниях между ЛА и НКУ.

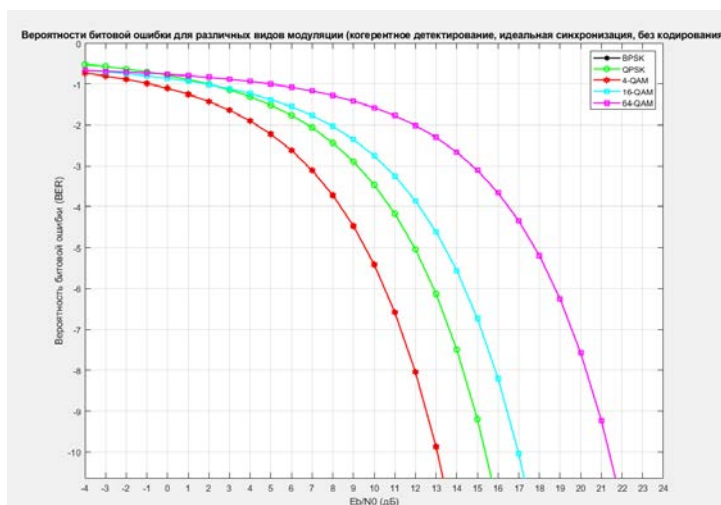


Рис. 2. Вероятности битовой ошибки для различных видов модуляции (когерентное детектирование, идеальная синхронизация, без кодирования)

Как видно из рис. 2, с увеличением позиционности модуляции вероятность битовой ошибки увеличивается, т. е. для поддержания заданного уровня битовой ошибки необходимо увеличивать ОСШ на входе приемника. Поэтому целесообразным является использование многопозиционной модуляции только при малых расстояниях между ЛА и НКУ. Для обеспечения максимальной дальности связи необходимо использовать энергетически наиболее выгодные виды модуляции – такие как двоичная фазовая манипуляция (BPSK) и квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) (рис. 2).

В системе связи БПЛА может использоваться адаптивная модуляция. Адаптивная модуляция – это метод, при котором схема модуляции динамически настраивается в режиме реального времени на основе изменяющихся условий канала связи. Например, в среде с высоким уровнем помех для обеспечения надежной связи на дальние расстояния может использоваться схема модуляции низкой сложности с более низкой скоростью передачи данных. В среде с низким уровнем помех для увеличения скорости передачи данных может быть использована схема модуляции высокой сложности с более высокой скоростью передачи данных.

Далее следует определиться с полезной нагрузкой на БПЛА, чтобы понять, какие требования будут выдвинуты по пропускной способности к каналу радиосвязи, а от неё уже будут понятны требования к ширине канала передачи информации. Как правило, наибольшая нагрузка на канал возникает из-за передачи видео. Чтобы понять, какая скорость передачи данных необходима для конкретной камеры, установленной на беспилотнике нужно будет учитывать несколько факторов: разрешение камеры, частоту кадров, сжатие, задержку. Сжатие и задержка задаются на программном уровне. Как только все эти факторы, учтены можно рассчитать минимальные требования к скорости передачи данных. Рассчитаем требования для разных видеокамер, у которых разные требования к пропускной способности: 3, 5 и 7 Мбит/с. Стоит отметить, что расчет скорости передачи данных обеспечивает минимальное требование, и на практике фактическая скорость передачи данных может оказаться выше. Нужно учитывать такие факторы, как замирание канала, помехи и шум, а также накладные расходы, необходимые для исправления ошибок и сжатия данных. Кроме того, следует учесть полосу пропускания для поддержки других требований к связи, таких как данные с датчиков, которые могут передаваться в этом же радиоканале [3].

Вышеперечисленные факторы увеличивают требования к пропускной способности минимум в 2 раза, это учитывается при расчётах минимально-возможной ширины радиоканала.

Теорема Шеннона предоставляет математическую формулу для вычисления максимальной скорости передачи данных, которая может быть передана по каналу связи с заданным отношением сигнал/шум (SNR). Максимальная скорость передачи данных может быть использована для расчета полосы пропускания радиоканала:

$$B = \frac{R}{\log_2(1 + Eb/N_0)}$$

где B – полоса пропускания канала, R – скорость передачи данных, Eb – энергия на бит, а N_0 – спектральная плотность мощности шума [4].

Данный расчёт произведён без учёта модуляционно кодирующей схемы. Из расчёта видно, что с увеличением требования к пропускной способности увеличивается и ширина полосы пропускания (табл. 1).

ТАБЛИЦА 1. Минимально-необходимая ширина полосы радиоканала в зависимости от требований камеры и отношения E_b/N_0

Отношение E_b/N_0 , дБ	Ширина полосы, МГц		
	При требовании 6 Мбит/с	При требовании 10 Мбит/с	При требовании 14 Мбит/с
5	2,321	3,869	5,416
6	2,137	3,562	4,987
7	2,000	3,333	4,667
8	1,893	3,155	4,417
9	1,806	3,010	4,214
10	1,734	2,891	4,047
11	1,674	2,789	3,905
12	1,621	2,702	3,783
13	1,576	2,626	3,677
14	1,536	2,560	3,583
15	1,500	2,500	3,500

Таким образом, требования к полосе пропускания определяются общими требованиями к пропускной способности полезной нагрузки. Для организации пропускной способности требуется учесть возможность по организации минимальной ширины радиоканала. Минимальная ширина радиоканала зависит от частотного диапазона, законодательной базы. Выбор модуляции для БПЛА на больших расстояниях – процесс, который включает компромиссы между энергоэффективностью на дальних расстояниях и скоростью передачи данных на ближних, адаптивная модуляция может обеспечить гибкое решение, которое может отвечать требованиям различных сценариев.

Список используемых источников

1. Вершинин А. С., Ушарова Д. Н., Майков Д. Ю., Пуговкин А. В., Дёмин А. Ю., Рогожников Е. В. Математическое моделирование систем беспроводной связи. Томск : Изд-во Томского политех. ун-та, 2014. 163 с. ISBN 978-5-4387-0496-6.
2. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния [Электронный ресурс]. URL: <https://uav-siberia.com/news/postroenie-sistem-svyazi-bespilotnykh-letatelnykh-apparatov-dlya-peredachi-informatsii-na-bolshie-rasstoyaniya> (дата обращения 13.02.2023).
3. Полезная нагрузка на БПЛА [Электронный ресурс]. URL: <https://rusdrone.ru/catalog/poleznaya-nagruzka-dla-BPLA/> / (дата обращения 13.02.2023).
4. Взаимосвязь пропускной способности канала и его полосы пропускания [Электронный ресурс]. URL: <https://studfile.net/preview/9013637/page:3/> (дата обращения 13.02.2023).

УДК 621.396.1
ГРНТИ 47.05.15

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕТЕЙ WI-FI В ПАКЕТЕ SEAMCAT

О. А. Симонина, Д. А. Фазылов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье представлены результаты имитационного моделирования электромагнитной обстановки в сетях Wi-Fi высокой плотности. Моделирование проведено в пакете SEAMCAT. Для проведения моделирования выбраны точки доступа Huawei AirEngine 8760-X1-PRO и Huawei AirEngine 5760-10, в качестве приемника – адаптеры D-Link DWA-582 и D-Link DWA-172. Для выбранного оборудования построены диаграммы направленности антенн, заданы параметры радиосистем, определено расположение в пространстве. В результате моделирования проведена оценка электромагнитной обстановки и показано, что при функционировании на соседних каналах 1 и 2 разное антенн точек доступа должен быть не менее 30 м.

электромагнитная совместимость, Wi-Fi, SEAMCAT.

Вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) в беспроводных сетях высокой плотности давно известны, но в настоящее время становятся крайне важными в силу экспоненциального роста количества беспроводных устройств [1]. Одна из сложнейших задач при проектировании корпоративных сетей Wi-Fi – размещение точек доступа с учетом минимизации интерференции, что часто становится нетривиальной задачей в современных многоэтажных зданиях со сложной планировкой.

Моделирование в пакете SEAMCAT [2] позволяет решить не только задачу размещения, но и учесть особенности диаграмм направленности оборудования не зависимо от производителя на основании данных о мощности устройств и диаграммы направленности (ДН) антенны.

Часто при размещении точек доступа в бизнес-центрах решения о рабочем канале принимаются арендаторами без учета особенностей уже существующей инфраструктуры, что приводит к ухудшению качества связи, в частности, пропускной способности. В данной работе рассматривается модельная ситуация с работающими на соседних каналах 1 и 2 Wi-Fi роутерах, оценивается электромагнитная обстановка с учетом особенностей используемого оборудования и делаются расчеты для минимально допустимого расстояния между данными устройствами.

Для модельного эксперимента были выбраны следующее оборудование и условия функционирования:

– На канале 1, частота 2412 МГц, работает точка доступа Huawei AirEngine 8760-X1-PRO, мощность 26 дБм. Клиентское устройство представлено адаптером D-Link DWA-582, полоса пропускания $\Delta F = 20$ МГц, коэффициент шума $NF = 10 \cdot \log_{10}(F) = 33,82$ дБ, чувствительность $S = -65$ дБм. Расстояние между приёмником и передатчиком 5 метров, высота подвеса 1,5 м, вносимое стенами затухание 10 дБ. ДН точки доступа приведена на рис. 1.

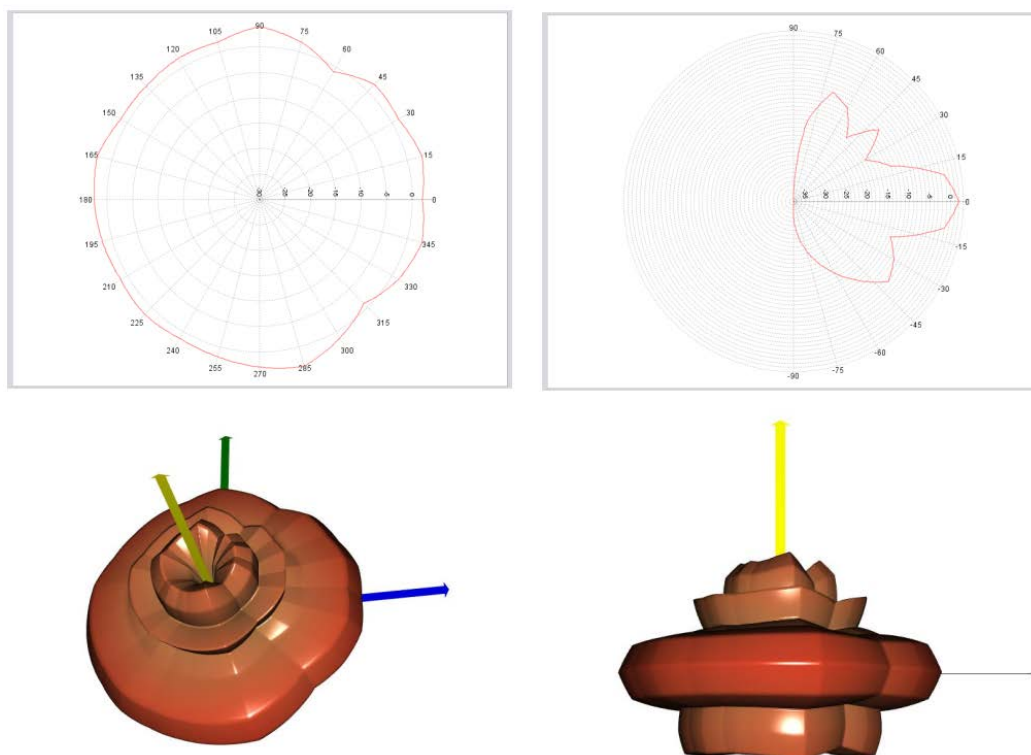


Рис. 1. Диаграмма направленности Huawei AirEngine 8760-X1-PRO

– На канале 2, частота 2417 МГц, работает точка доступа Huawei AirEngine 5760-10, мощность 25 дБм. Клиентское устройство представлено адаптером D-Link DWA-172, полоса пропускания $\Delta F = 20$ МГц, коэффициент шума $NF = 10 \cdot \log_{10}(F) = 33,83$ дБ, чувствительность $S = -72$ дБм. Расстояние между приёмником и передатчиком 7 метров, высота подвеса 1,5 м, вносимое стенами затухание 10 дБ. Данная система рассматривается как мешающая работающей на канале 1, расстояние между системами 15 м. ДН точки доступа приведена на рис. 2.

Для проведения моделирования в параметрах пакета SEAMCAT выберем модель распространения из списка, в нашем эксперименте IEEE 802.11 rev 3 (*Model C*), и определим количество событий – 2000. Запуск проводим без режима отладки.

В результате моделирования получили, что в точке приема уровень полезного сигнала $iRSS_{\text{пс}} = -55,3$ дБм, а уровень помехи от мешающего роутера

$iRSS_{MC} = -63,8$ дБм при допустимом уровне помехи -65 дБм. Таким образом, в данных условиях сохраняется возможность функционирования первой системы.

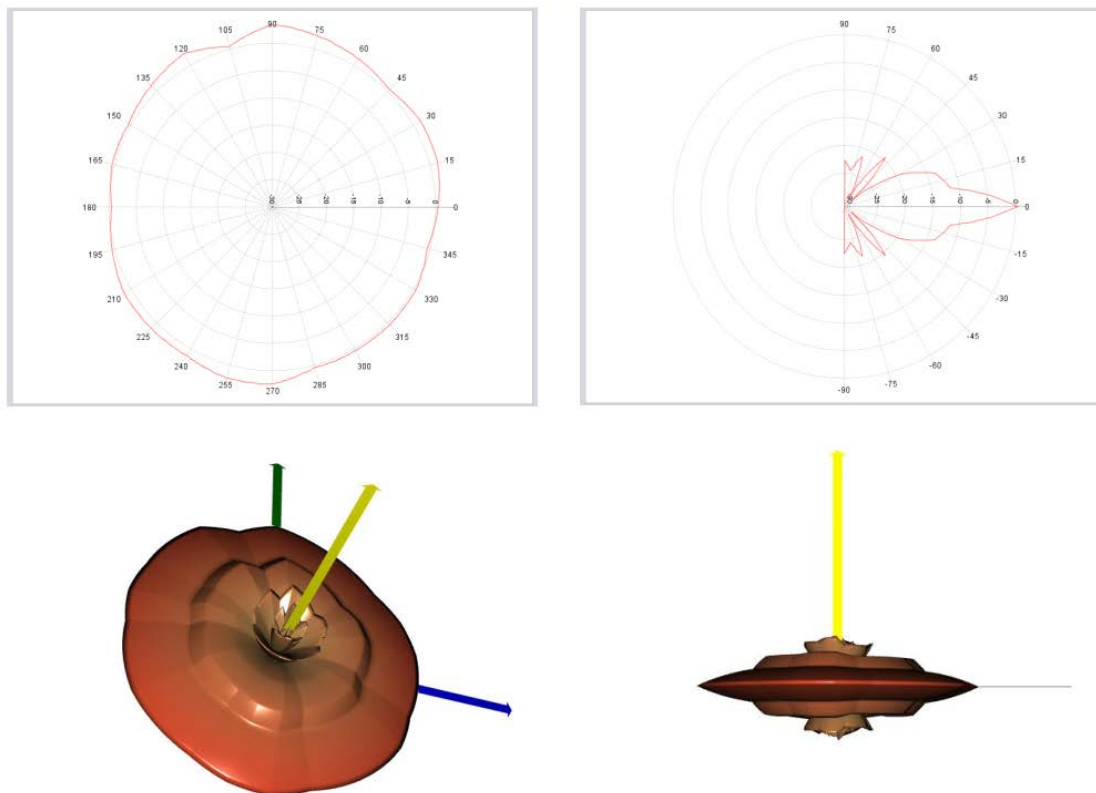


Рис. 2. Диаграмма направленности Huawei AirEngine 5760-10

Оценим параметры мешающего воздействия по следующим критериям:

1. Отношение сигнал/интерференция (в программе принятое обозначение – C/I) – среднее значение $8,5$ дБм (рис. 3).

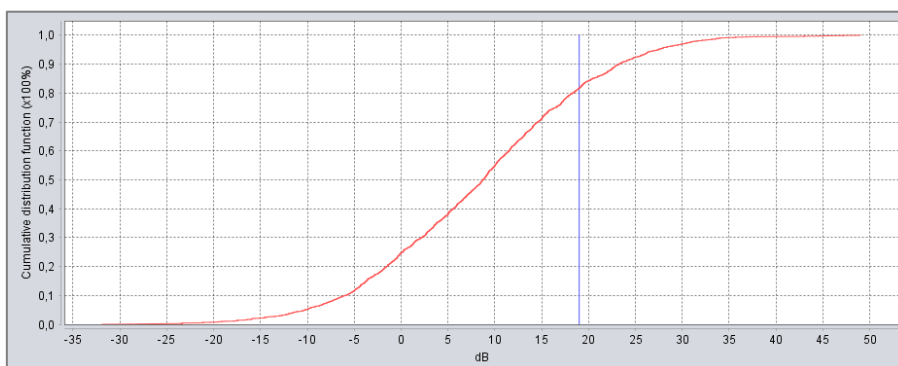
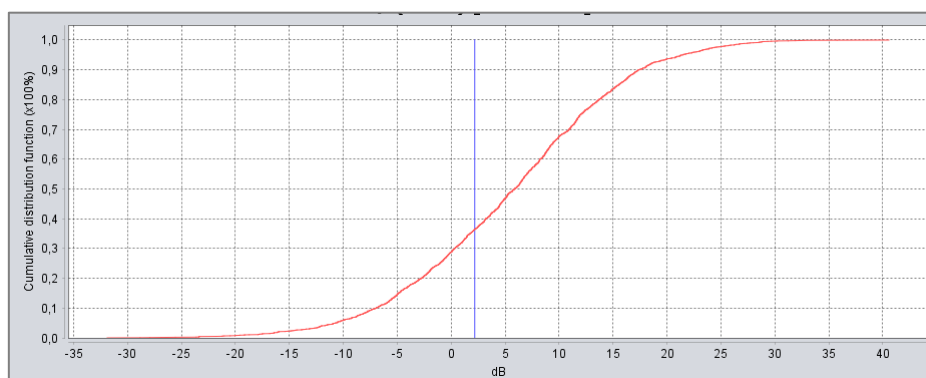
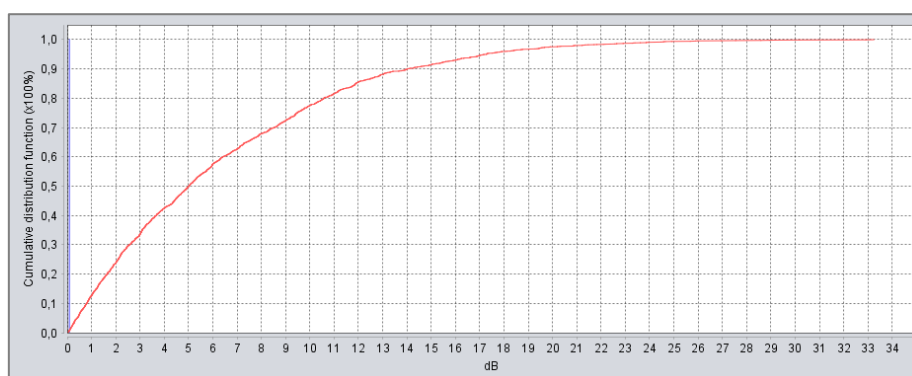


Рис. 3. Критерий отношение C/I для расстояния 15 м

2. Отношение сигнал/шум с учетом интерференции ($C/(N + I)$) – среднее значение $5,5$ дБм (рис. 4).

Рис. 4. Критерий отношение $C/(N + I)$ для расстояния 15 м

3. Десенсбилизация ($(N + I)/N$) – частичное снижение чувствительности, происходящее в случае перегрузки цепей входного контура приемника сильными радиосигналами, присутствующими в рабочем диапазоне контура – среднее значение 6,4 дБм (рис. 5).

Рис. 5. Критерий отношение $(N + I)/N$ для расстояния 15 м

Как видно из полученных результатов, воздействие мешающей радиосистемы не является критичным, но приводит к существенному ухудшению качества связи. Рассчитаем расстояние разноса антенн устройств, воспользовавшись существующей методикой [3] и параметрами ДН антенн точек доступа. Полученное значение расстояния между передатчиками 30 м.

Проведем моделирование с учетом нового расстояния между основной и мешающей системами. На рис. 6 синим цветом показан график результатов первого эксперимента, расстояние 15 м, красным – второго, расстояние 30 м. Во втором эксперименте среднее значение уровня мешающего сигнала –74,5 дБм, что на 10,7 дБм меньше.

Отношение сигнал/интерференция составило в среднем 19,5 дБ, отношение сигнал/шум с учетом интерференции – среднее значение 10 дБм, десенсбилизация в среднем 1,2 дБм. Сведем результаты экспериментов в таблицу 1.

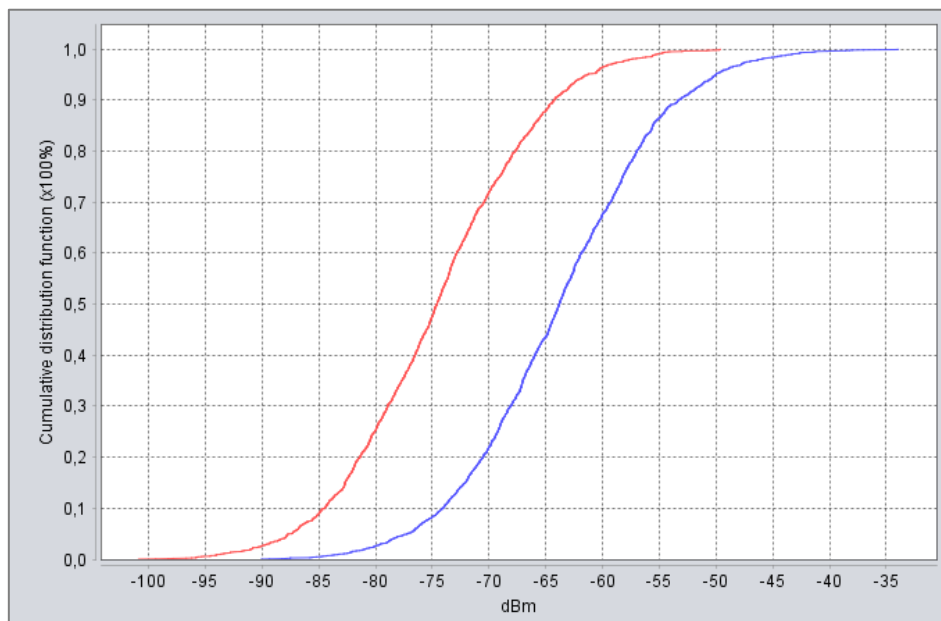


Рис. 6. Результаты моделирования уровня мешающего сигнала $iRSS_{MC}$ для двух экспериментов на расстоянии 15 м и 30 м

ТАБЛИЦА 1. Средние значения критериев обеспечения ЭМС для двух экспериментов

Критерии	$iRSS_{MC}$, дБм	C/I , дБм	$C/(N + I)$, дБм	$(N + I)/N$, дБм
15 м	-63,8	8,5	5,5	6,4
30 м	-74,5	19,5	10,0	1,2

Таким образом, по результатам моделирования уровень мешающего воздействия от второй системы стал ниже допустимого уровня помехи в результате пространственного разнеса, также улучшились показатели по другим критериям оценки ЭМС. Пакет моделирования SEAMCAT подходит для создания моделей ЭМС в сетях высокой плотности при известных ДН оборудования моделируемых систем.

Список используемых источников

1. Ле Ч. Д., Симонина О. А. Анализ проблем обеспечения QoS в высокоплотной Wi-Fi сети // 71-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио. 2016. С. 203–204.
2. SEAMCAT Handbook. Edition 3. URL: <https://ecowiki.atlas-sian.net/wiki/spaces/SH/overview?homepageId=491522> (дата обращения 11.02.2023).
3. Рекомендация МСЭ-R SM.337-6. Частотный и территориальный разнос [Электронный ресурс]. URL: <https://dereksiz.org/rekomendaciya-mse-r-sm-337-6-chastotnij-i-territorialenij-razn.html> (дата обращения 11.02.2023).

УДК 621.396.1
ГРНТИ 47.05.07**БПЛА. ОРГАНИЗАЦИЯ И ВЕДЕНИЕ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ****О. А. Симонина, А. А. Яндиев**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье проведен обзор видов используемых беспилотных летательных аппаратов. Приведена классификация помех каналах связи с БПЛА, рассмотрены способы и методы повышения защищенности и помехоустойчивости канала связи беспилотных летательных аппаратов. Также, в статье рассмотрены организация и ведение радиоэлектронной борьбы и радиоэлектронной защиты, а также их объекты. В качестве примеров рассмотрены некоторые комплексы противодействия РЭБ, стоящие на вооружении России.

БПЛА, РЭБ, радиопомехи.

В связи с широким применением беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) вопросы повышения помехоустойчивости с одной стороны и ведения радиоэлектронной борьбы с другой являются крайне актуальными. Прежде всего это связано с ужесточением требований и нормализацией нормативно-правовой базы в области использования БПЛА [1]. Таким образом, задача противодействия неправомерному использованию БПЛА становится актуальной для всех сфер гражданского применения таких аппаратов.

Современные БПЛА предназначены для решения большого количества задач: разведки, нанесения ударов, транспортировки, управления средствами поражения, ретрансляции данных и т. д. В зависимости от типа используемой воздушной платформы существует 4 основных типа БПЛА: многороторный дрон, беспилотный летательный аппарат с неподвижным крылом, однороторный беспилотный летательный аппарат, гибридный с вертикальным влетом и посадкой с фиксированным крылом. Несмотря на различный функционал и технико-тактические характеристики БПЛА, принцип реализации связи заключается в организации двух радиоканалов: управления и передачи данных.

Первым и главным шагом в алгоритме использования систем противодействия неправомерному использованию БПЛА является задача поиска сигналов канала управления. Далее необходимо наличие выполнения задач идентификации и пеленгования сигналов опасного объекта.

Задача идентификации считается крайне важной в условиях сложной радиоэлектронной обстановки и наличии большого числа сигналов сторонних радиоэлектронных средств (РЭС). Идентификация сигналов позволит избежать непрерывного реагирования системы на сигналы прочих РЭС. Проблемы, связанные с пеленгованием и идентификацией связаны с малой мощностью и режимом быстрой псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ).

Удаленное управление БПЛА подвержено возможной компрометации злоумышленниками [2]. Такие атаки могут совершаться как скрытно, так и открыто. Для предотвращения этих атак устройства используют уникальный идентификационный код для определения источника передачи, при этом есть возможность шифрования этого RFID-кода.

Еще одним методом противодействия БПЛА является геозонирование, которое предотвращает полеты рядом с объектами повышенной опасности, такими как аэропорты, тюрьмы и АЭС. Однако этот метод крайне ненадежный, так как легко нивелируется использованием БПЛА без GPS или экранированием сигнала GSP. Также существует метод подмены GPS, являющийся возможной атакой на летательные аппараты – в этом случае радиопередатчик передает ложные координаты GPS и создавая помехи сигналам GPS.

Большая часть систем противодействия БПЛА малого класса использует пассивные методы обнаружения сигналов, излучаемых радиоэлектронными системами наземного пункта управления (РЭС НПУ) и самого летательного аппарата, и активные методы воздействия на приемное оборудование летательного аппарата или наземного пункта управления (НПУ). Сигналы НПУ – излучающих РЭС из его состава – могут являться объектом обнаружения, а приемное оборудование, размещенное на борту БПЛА, может являться объектом блокирования [3].

В настоящее время радиоэлектронные помехи разделяют на природные и искусственные, которые являются объектом исследования. Искусственные помехи, в свою очередь, разделяют на непреднамеренные, лежащие в области вопросов обеспечения электромагнитной совместимости, и преднамеренные, относящиеся к вопросам радиоэлектронной борьбы. Преднамеренные помехи маскировать или имитировать цели радиолокационных систем. Задача маскирующей помехи – затруднение обнаружения полезного сигнала и измерение координат цели, а имитирующие помехи могут нести ложную информацию о количестве, координатах и параметрах движения целей. Активные маскирующие помехи могут быть прицельными или заградительными, излучать шумовые помехи, ответно-импульсные помехи или хаотические импульсные помехи, в зависимости от типа излучаемого сигнала. Также активные радиопомехи могут включать в себя имитирующие помехи, которые несут ложную информацию о целях, и уведящие помехи,

которые несут ложную информацию о координатах целей, уже сопровождаемых РЛС наведения ракет.

Для помехоустойчивых режимов каналов управления современных БПЛА малого класса наиболее характерно применение быстрой ППРЧ. В настоящее время более 80 % гражданских БПЛА, выпускаемых иностранными производителями, используют режимы ППРЧ в каналах управления НПУ-БПЛА. В городской обстановке использование менее помехоустойчивых режимов чревато рисками аварии, падения, поломки или утраты летательного аппарата.

Основными требованиями к системе противодействия, обнаруживающей каналы управления БПЛА являются:

- диапазон рабочих частот СВЧ;
- вероятность обнаружения сигналов РЭС малых мощностей: увеличенные запросы к параметру «чувствительность» системы обнаружения;
- способность обнаружения сигналов в трудных городских условиях и наличии огромного числа мешающих сигналов: увеличенные запросы к избирательности системы обнаружения;
- способность обнаружения импульсных сигналов «быстрого ППРЧ»: повышенные требования к быстродействию системы обнаружения;
- способность обнаружения импульсных сигналов «быстрого ППРЧ», распределенных в широкой полосе более 80 МГц: повышенные требования к полосе анализа системы обнаружения.

На вооружении России находится довольно много комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ), но среди них отметим те, которые могут эффективно использоваться для противодействия БПЛА [4]:

1. Комплекс РЭБ «Силок-01», позволяющий обнаруживать БПЛА в автоматическом режиме и определять их координаты.
2. Станция радиоподавления «Поле-21», позволяющая также эффективно блокировать абонентскую аппаратуру GPS.
3. «Палантин» – сложная мобильная система радиоэлектронной борьбы, которая действует как на оперативном, так и на тактическом уровне. Она ведет электронную разведку и способна подавлять системы связи, включая сотовую и транкинговую связь, способна работать в СВ и УКВ диапазонах. Для повышения эффективности «Палантин» может объединять различные комплексы радиоэлектронной разведки и РЭБ в единую сеть.

Список используемых источников

1. Постановление Правительства РФ от 11.03.2010 N 138 (ред. от 02.12.2020) «Об утверждении Федеральных правил использования воздушного пространства Российской Федерации» (с изм. и доп., вступ. в силу с 09.06.2021).

2. Довгаль В. А., Довгаль Д. В. Анализ безопасности роя дронов, противостоящего атакам злоумышленников // Дистанционные образовательные технологии. 2020. С. 372–377.

3. Рощина Н. В. Системы и средства управления беспилотных летательных аппаратов как объект их поражения // Вестник Ярославского высшего военного училища противовоздушной обороны. 2019. № 1. С. 68–74.

4. Джаббаров Ш. Х., Гофуров Ё. К. Новейшие средства радиоэлектронной борьбы ВС Российской Федерации, применяемые в ходе специальной операции на Украине // Oriental renaissance: Innovative, educational, natural and social sciences. 2022. Т. 2. № 10. С. 1124–1137.

УДК 004.932.4
ГРНТИ 28.23.15

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНЫХ УСЛОВИЙ ПРИМЕНЕНИЯ СТРУКТУРНОГО АЛГОРИТМА РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

М. В. Созинова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Алгоритмы распознавания, основанные на структурном анализе изображения, представляют собой эффективный метод распознавания для изображений, полученных при различных условиях съемки. В данной статье рассматриваются варианты применения структурного алгоритма распознавания для различных классов изображений. Приведены результаты оценки эффективности работы алгоритма при различных условиях его применения.

алгоритм структурного распознавания, распознавание ИК-изображений, распознавание ТВ-изображений.

Структурный алгоритм распознавания изображений [1] является эффективным методом распознавания, основанным на анализе состава изображения, выделении наиболее значимых элементов и сопоставлении его с эталонной структурой.

Процесс распознавания, основанный на структурном анализе, подробно описан в работе [2] и делится на несколько основных этапов:

- структурный анализ эталонного изображения, построение эталонного «предложения» для распознавания;
- предварительная обработка текущего распознаваемого изображения;
- структурный анализ текущего распознаваемого изображения;

– распознавание текущего изображения на основе выполненного анализа.

Одним из преимуществ алгоритма является его способность работать по изображениям, полученным как в ТВ, так и ИК-диапазонах. При этом, сам процесс распознавания остается неизменным. Различия заключаются только в методах предварительной обработки и построения структуры изображения. На рис. 1 и 2 приведены примеры работы алгоритма. Результаты оценки эффективности работы алгоритма для ТВ и ИК-изображений. Представлены в таблицах 1 и 2.

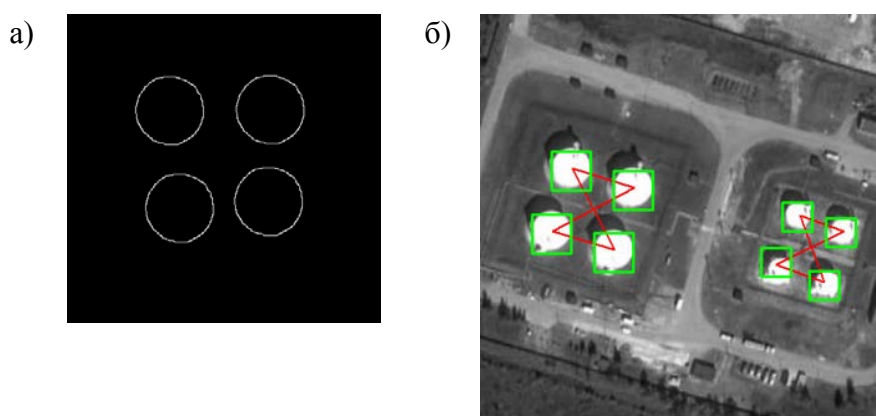


Рис. 1. Примеры работы алгоритма для ТВ: а) эталонное изображение; б) результат распознавания изображения



Рис. 1. Примеры работы алгоритма для ИК-изображений: а) эталонное изображение; б) результат распознавания изображения

ТАБЛИЦА 1. Результаты оценки эффективности работы алгоритма структурного распознавания для ТВ-изображений

Количество объектов на эталоне	Количество кадров распознавания, n	Количество правильных распознаваний	Вероятность правильного распознавания, X , %	Среднее время распознавания, мс (при размере кадра 640×480 пикс.)
3	13472	10256	76,13	6,19
4	12598	10228	81,19	6,28
5	10456	8135	77,80	5,91
6	7895	5689	72,06	6,32
7	3521	2367	67,23	6,74

ТАБЛИЦА 2. Результаты оценки эффективности работы алгоритма структурного распознавания для ИК-изображений

Количество объектов на эталоне	Количество кадров распознавания, n	Количество правильных распознаваний	Вероятность правильного распознавания, X , %	Среднее время распознавания, мс (при размере кадра 640×480 пикс.)
3	16738	14249	85,13	4,09
4	16440	10643	64,74	3,91
5	17176	13031	75,87	4,1
6	10088	7258	71,95	4,6
7	3943	3130	79,38	4,93

По результатам проведенной оценки можно сделать вывод, что алгоритм применим к обоим видам изображений, однако вероятность правильного распознавания для ТВ-изображений несколько ниже, чем для ИК-изображений. Это обуславливается большим количеством «шума» на ТВ-изображении, из-за чего выделить отдельные объекты на изображении сложнее, чем на ИК-изображении. Поэтому для изображений, полученных в ТВ-диапазоне требуются более сложные алгоритмы предварительной обработки, что увеличивает время работы алгоритма.

Эталоном для рассматриваемого структурного алгоритма является заданный набор объектов изображения, на основе этого набора строится эталонное «предложение» для распознавания. Явным достоинством данного

Эталоном для рассматриваемого структурного алгоритма является заданный набор объектов изображения, на основе этого набора строится эталонное «предложение» для распознавания. Явным достоинством данного алгоритма является также большая вариативность при составлении эталона для распознавания. При наличии достаточного количества эталонных объектов, возможно использовать как простой эталон, когда все эталонные объекты объединяются в одну структуру, по которой строится общее эталонное предложение, так и сложный эталон. В случае сложного эталона все эталонные объекты, присутствующие на эталонном изображении, разделяются на два или три независимых набора, по каждому из которых строится свое эталонное предложение. Дальнейшее распознавание производится по каждому из этих эталонных предложений независимо от остальных. Такой подход к построению эталона не только повышает вероятность правильного распознавания, но и позволяет алгоритму эффективно работать в случаях частичного перекрытия эталонного изображения (рис. 3), когда на распознаваемом изображении присутствует только часть из эталонных объектов.

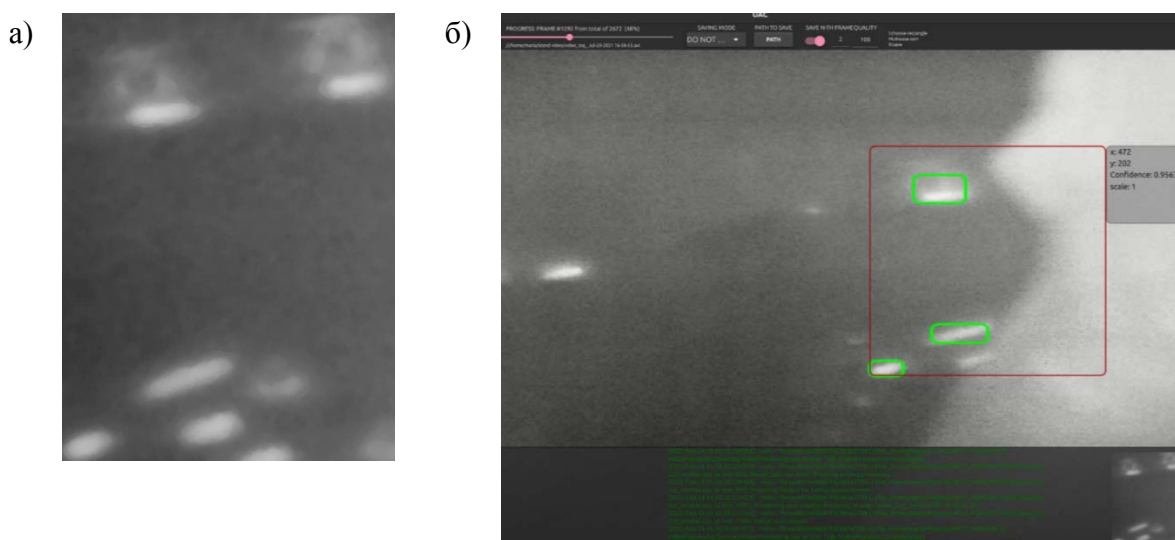


Рис. 3. Работа алгоритма в случае частичного перекрытия: а) эталонное изображение; б) результат распознавания изображения

В таблице 3 приведены результаты оценки эффективности работы структурного алгоритма распознавания для ИК-изображений при использовании сложных эталонов, содержащих 5–7 объектов.

По результатам сравнительного анализа работы структурного алгоритма распознавания с использованием простого и сложного эталона (табл. 2 и 3) видно, что алгоритм позволяет достичь вероятности правильного распознавания не менее 71 %. Средняя скорость работы алгоритма для изображения размеров 640×480 пикс. составляет 4–5 мс. При этом, с увеличением

ТАБЛИЦА 3. Результаты оценки эффективности работы алгоритма при использовании сложного эталона

Количество объектов на эталоне	Количество кадров распознавания	Количество правильных распознаваний	Вероятность правильного распознавания, %	Среднее время распознавания, мс (при размере кадра 640×480 пикс.)
5	17176	12344	71,87	3,91
6	10088	8588	85,13	4,84
7	3943	3230	81,92	5,47

Кроме того, несомненным преимуществом использования сложного эталона является возможность компенсировать ошибки распознавания, которые могут возникнуть в случае искажения, неправильной фильтрации или даже исключения из кадра одного или нескольких объектов, включенных в эталонное. Пример распознавания при неполном эталоне приведен на рис. 3, в то время, как на этом кадре обычный эталон не распознан. Это достигается за счет фактического наличия нескольких независимых эталонов. Когда в случае пропадания из кадра объектов одного из эталонов, решение о распознавании принимается на основании распознавания других эталонных объектов.

Одним из вопросов при использовании для распознавания сложного эталона является метод группировки объектов для формирования различных эталонных предложений. В ходе данной работы была проведена оценка влияния способа распределения объектов на составные эталоны. В ходе проверки проводилось распознавание по эталонам, разбитым разными случайными способами. В таблице 4 приведены результаты для различных тестовых фильмов при использовании 5 объектов в сложном эталоне.

В таблице цветом помечены максимальные достигнутые вероятности для каждого из протестированных фильмов. Из таблицы видно, что несмотря на то, что для различных фильмов разница в оценке вероятности правильного распознавания для разных вариантов построения эталонов может быть существенная (до 63 % для тестового фильма № 9), общая вероятность распознавания для каждого варианта выбора эталона отличается не более, чем на 5 %. Таким образом, однозначно выделить наилучший вариант для разделения объектов сложного эталона, обеспечивающий максимальное значение вероятности правильного распознавания, не представляется возможным и для разделения объектов на эталоны следует придерживаться других критериев выбора, таких как простота и скорость работы алгоритма построения сложного эталона.

значение вероятности правильного распознавания, не представляется возможным и для разделения объектов на эталоны следует придерживаться других критериев выбора, таких как простота и скорость работы алгоритма построения сложного эталона.

ТАБЛИЦА 4. Оценка вероятности правильного распознавания при различных вариантах разделения объектов эталонного изображения

№ тестового фильма	Количество кадров	№ варианта разделения объектов эталона			
		1	2	3	4
1	2401	95,46	97,42	100,00	98,43
2	1707	95,43	65,2	94,73	89,57
3	2506	99,92	99,84	99,72	99,80
4	1140	86,23	100,00	100,00	100,00
5	829	76,60	93,97	80,94	74,91
6	691	99,42	100,00	100,00	100,00
7	796	100,00	100,00	100,00	99,87
8	814	67,94	72,60	65,11	75,55
9	1090	85,41	36,51	100,00	89,08
10	2093	99,86	88,77	100,00	99,90
11	1007	100,00	97,91	68,72	100,00
12	1258	96,58	99,84	96,03	99,68
13	844	99,17	81,99	99,29	99,64
ИТОГО	17176	92,46	87,23	92,66	94,34

Список используемых источников

1. Фу К. Структурные методы в распознавании образов ; пер. с англ. Н. В. Завалишина [и др.] / Под ред. М. А. Айзермана. М. : Мир, 1977. 319 с. : ил.
2. Созинова М. В. Применение структурного алгоритма для распознавания групповых целей по изображениям, полученным в ИК-диапазоне // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 365–370.

Статья представлена научным руководителем, заведующим кафедрой ТВиМ СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом С. Л. Федоровым.

УДК 621.397
ГРНТИ 90.27.35

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕРАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ

Я. Г. Сушко, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной статье представлено сравнение нескольких систем дистанционного контроля, таких как СДК-5, Zabbix, DataMiner, MultiScreen. Описаны основные возможности данных мониторинговых систем. Представлены параметры, которые способны отслеживать представленные системы дистанционного контроля. Указаны возможности каждой системы и их сравнение. Описаны принципы подключения и работы представленных систем мониторинга.

система мониторинга, СДК-5, Zabbix, DataMiner, MultiScreen, удаленный доступ.

В настоящее время в Российской Федерации полностью организована система цифрового эфирного телерадиовещания. Для этого к концу 2019 г. было закончено строительство передающих объектов 1-го и 2-го мультиплексов. По данным ФГУП «Российская телевизионная радиовещательная сеть» охват эфирным цифровым вещанием составляет 98–99 % населения Российской Федерации. Для непрерывного обеспечения населения цифровым сигналом телерадиовещания осуществляется постоянный мониторинг параметров состояния приемного и передающего оборудования. В частности, в Мурманской области был организован филиал РТРС «Мурманский ОРТПЦ» цех Кандалакша для осуществления круглосуточного контроля за состоянием оборудования на удаленных передающих станциях. В России были разработаны правила технической эксплуатации (ПТЭ) средств цифрового телерадиовещания стандарта DVB-T2, которые описывают порядок эксплуатации оборудования сети телерадиовещания и взаимодействие обслуживающего персонала в процессе эксплуатации.

В соответствии с ПТЭ в филиалах РТРС для организации системы мониторинга используются системы дистанционного контроля такие как: СДК, DataMiner, Zabbix, Streamlabs Multiscreen. Далее кратко будут рассмотрены указанные системы мониторинга.

СДК – система мониторинга отечественного производителя ООО «НПП Триада ТВ». Данная система позволяет оперативно определить, на какой передающей станции возникла неисправность, в каком именно

узле связи и по какой причине. Так же система оповещает оператора, сигнализируя об неисправности (рис. 1). Все данные о состоянии оборудования передающего центра поступают на центральный сервер, к которому подключены персональные компьютеры операторов, наблюдающих за состоянием сети вещания [1]. Операторы получают доступ через веб-интерфейс, то есть для управления системой мониторинга требуется только устройство с доступом к веб-браузеру.

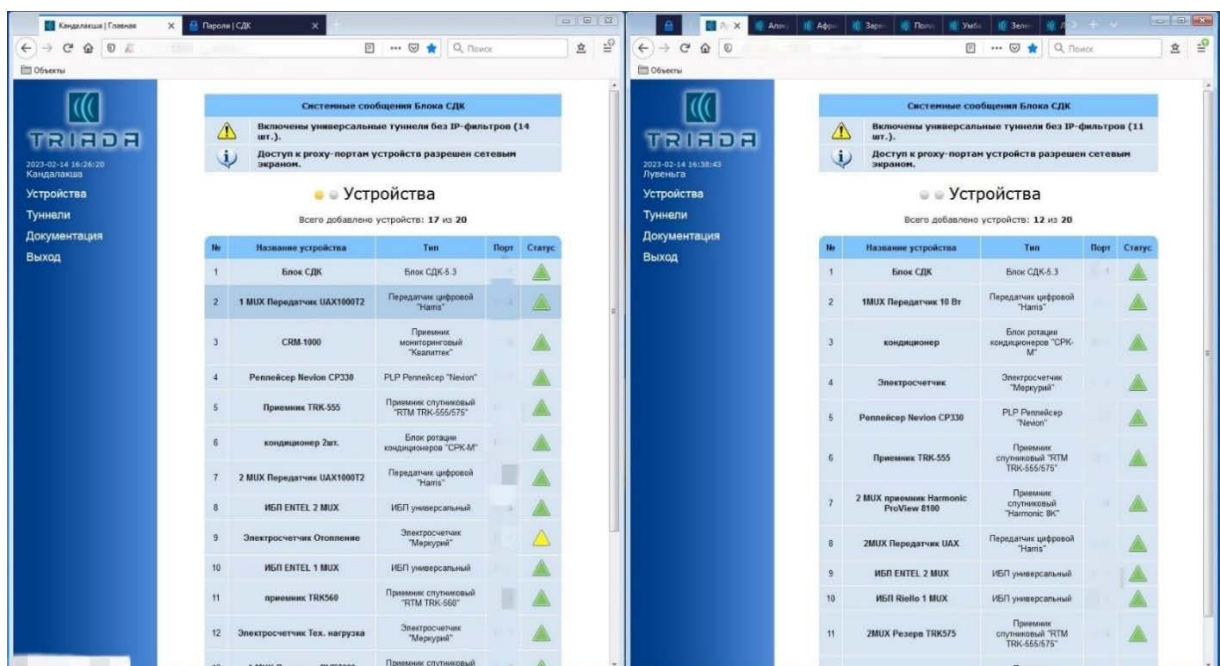


Рис. 1. Веб-интерфейс СДК «НПП Триада ТВ»

Система мониторинга на базе оборудования СДК-5 позволяет контролировать следующие параметры приемо-передающего оборудования:

1. Передатчики:

1.1. Выходные параметры падающей мощности.

1.2. Параметры отраженной мощности.

1.3. КСВН.

1.4. Общие состояния передатчика, усилителей, источников питания, входа, ВЧ-сигнала.

2. Приемники:

2.1. Состояние захвата сигнала.

2.2. Состояние работы демодулятора.

2.3. Уровень Eb/N0, дБ.

2.4. Уровень C/N, дБ.

2.5. Запас устойчивости.

2.6. Уровни log(PER), log(BER).

DataMiner – мультивендорное решение для управления сетями, применимым в индустриях IPTV, спутниковых коммуникаций, широкополосной

связи НФС и в телерадиовещании [2]. Применение единого интерфейса для управления всей оперативной экосистемой независимо от производителей оборудования и технологий приводит к значительному снижению эксплуатационных затрат и повышению качества обслуживания.

Данная система мониторинга, как и СДК позволяет осуществлять непрерывный контроль за состоянием теле- и радиопередающим оборудованием. DataMiner (рис. 2) оценивает состояние оборудования на удаленных объектах, сравнивает их параметры с заданными и в случае неисправности узла информирует оператора по средствам визуального оповещения. В отличие от СДК DataMiner визуализирует неисправный объект на карте местности. А также данная система мониторинга позволяет выводить статистические графики по любому параметру оборудования. DataMiner контролирует все те же параметры что и СДК, и позволяет производить анализ программно.

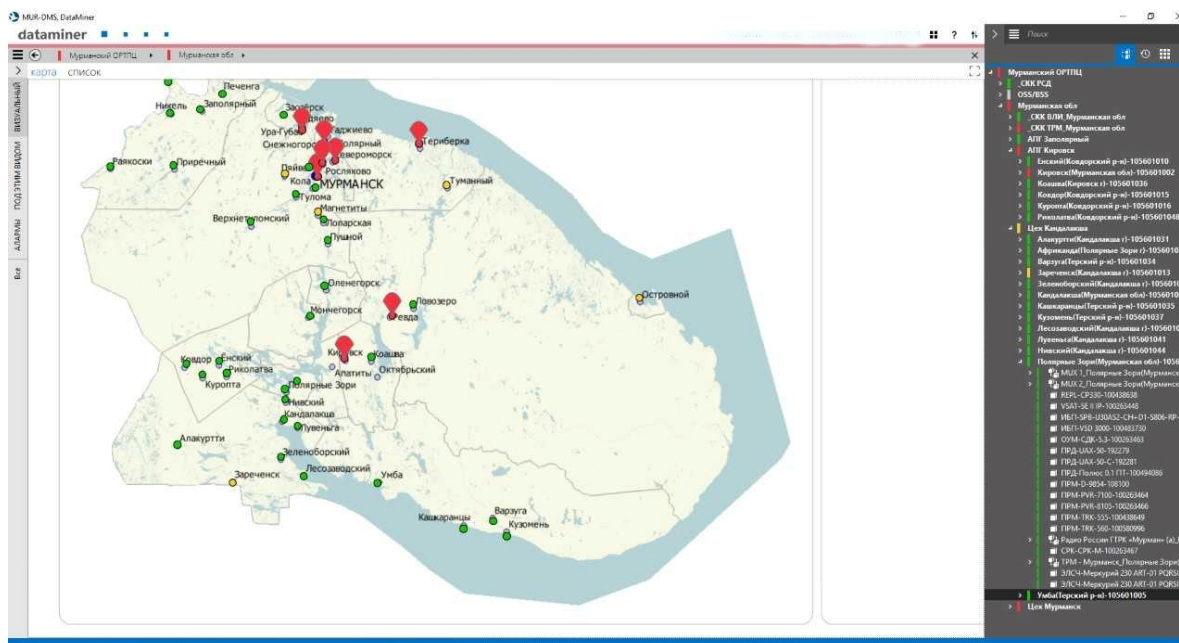


Рис. 2. Интерфейс программного обеспечения DataMiner

Zabbix – система, созданная для мониторинга параметров сети, жизнеспособности и целостности серверов. В состав данной системы для осуществления мониторинга входят: сервер, база данных, веб-интерфейс, прокси, агент. Сервер – это компонент которому агенты сообщают информацию о доступности и целостности, также он является главным хранилищем конфигураций, статистики и оперативных данных. В базе данных храниться вся информация о конфигурации и данные собранные Zabbix. Веб-интерфейс осуществляет доступ с любой платформы и является частью сервера. Прокси позволяет собирать данные о производительности и распреде-

лить нагрузку одного Zabbix сервера. Агенты размещаются в наблюдательных пунктах для мониторинга ресурсов приложения и для отправки данных серверу или прокси. Запросы и ответы о состоянии узлов осуществляются с использованием удаленных HTTP запросов. Также Zabbix предлагает функции отчетности и визуализации данных.

Отчеты, статистика и параметры Zabbix могут быть получены путем подключения через Web-интерфейс. Web-интерфейс дает доступ к информации и состоянию системы из любого места. Zabbix написан и распространяется под лицензией GPL General Public License версии 2.

Система Zabbix предоставляет множество функций в одном пакете, таких как [3]:

- проверка доступности и производительности;
- поддержка мониторинга с использованием SNMP, IPMI, JMX;
- пользовательские проверки;
- сбор желаемых данных с использованием пользовательских интервалов;
- пользователь способен задавать любые пороги ошибок;
- расширенные настройки оповещений;
- пользовательские комплексные экраны;
- данные записываются в базу данных;
- автоматическое обнаружение сетевых устройств;
- доступен из любого места;
- удобная навигация;
- Zabbix API обеспечивает программируемый интерфейс к Zabbix для массовых манипуляций;
- простой удаленный мониторинг с использованием Zabbix прокси и многое другое.

Stream MultiScreen – это система многоканального мониторинга, позволяющая осуществлять визуальный мониторинг в реальном времени неограниченного количества источников видео и аудиосигналов на одном или нескольких экранах в полиэкранном режиме (рис. 3, см. ниже) [4]. Stream MultiScreen позволяет производить субъективную и объективную оценку качества изображения и звука. Данная система мониторинга используется только в головных филиалах, где происходит формирование, кодирование и обработка сигнала SDI, созданных на ВГТРК, для создания региональных врезок.

Система Stream MultiScreen дает визуальное и звуковое оповещение при возникновении ошибки, а также имеет функцию подтверждения реакции оператора контроля. Произошедшие события записываются в базу данных Microsoft SQL, в которой есть функции поиска, имеется фильтр по данным и формируется отчет о событии. Каждая организация/пользователь

может настроить и отфильтровать события по степени важности, относительно требуемых параметров. Удобный интерфейс и многообразие настроек позволяет настроить интерфейс для удобного использования конкретным пользователем.

Количество физических входов сервера зависит от установленной в него платы. К поддерживаемым интерфейсам относятся: SD-SDI, HD-SDI, DVB-ASI, IP/Ethernet. Поддерживаемые стандарты видеокодирования: MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4.2, MPEG-4.10, HEVC. А также аудиокодирования: MPEG-2 Layer II, Dolby Digital, AAC/ADTS/LATM/ADIF, AES SMPTE 302M.



Рис. 3. Пример работы Stream MultiScreen

Исходя из рассмотренных систем мониторинга целесообразно все-таки отдать предпочтение СДК и DataMiner, поскольку, работая в комплексе эти системы дополняют друг друга. DataMiner позволяет на карте местности быстро определить на каком объекте и в каком узле появилась неисправность, а СДК, в свою очередь, позволяет удаленно подключиться к оборудованию и попытаться устранить неисправность без выезда на объект связи. Stream MultiScreen целесообразно использовать в головных филиалах, где происходит оценка качества, недавно отснятого видеоматериала. Zabbix и DataMiner очень похожие системы, но поддержка Zabbix в РТРС была прекращена, поскольку программное обеспечение Zabbix уступало в комфорте эксплуатации DataMiner.

Список используемых источников

1. Блок системы дистанционного контроля «СДК-5.3» [Электронный ресурс] / ООО «НПП Триада-ТВ» г. Новосибирск. URL: <https://triadatv.ru/> (дата обращения 10.02.2023).
2. DataMiner Services. URL: <https://skyline.be/dataminer-functions#DOM> (дата обращения 10.02.2023).
3. Zabbix Documentation 4.0. URL: <https://www.zabbix.com/documentation/4.0/start> (дата обращения 10.02.2023).
4. Stream Labs television computer system. MultiScreen 5. Аппаратно-программный комплекс для одновременного контроля нескольких источников видео и аудио сигналов в реальном времени. Руководство пользователя / Infinite freedom on air. 2014. 85 с.

УДК 621.396.969
ГРНТИ 47.49.31

ТЕХНОЛОГИЯ СЕТЕВОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ LTE. КОМБИНИРОВАНИЕ УГЛОМЕРНЫХ И ДАЛЬНОМЕРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Х. А. Таиров, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной работе рассматриваются технические решения по комбинированию угломерных и дальномерных измерений в технологии сетевого позиционирования пользовательских устройств с использованием инфраструктуры базовых станций по стандарту LTE. Представлены методы идентификатора соты, улучшенного идентификатора соты, упреждения по времени, измерения угла прихода сигнала и мощности принимаемого сигнала. Выполнена оценка погрешности позиционирования по измерениям мощности принимаемого сигнала в первом приближении. Проиллюстрирован вариант комбинирования времени упреждения и угла прихода сигнала.

позиционирование, стандарт LTE, измерение времени упреждения, угла прихода.

Актуальность и востребованность технологий сетевого позиционирования 4G LTE [1] и 5G NR (*New Radio*) [2] обусловлена ненадежным приемом сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в условиях плотной городской застройки, широким спектром сценариев определения местоположения (ОМП) [3, 4], а также перспективами использования данных о местоположении (МП) подвижных устройств в задачах сетевой организации экосистемы 5G [5, 6]. Основной тенденцией эволюции сетевого позиционирования [7–13] на уровне радиоинтерфейса является более широкое использование угломерного метода (УМ) измерений за счет

развития технологий антенных решеток (АР) при переходе к сетям пятого и последующих поколений.

Применительно к сетям LTE на начальном этапе их построения и функционирования угломерный метод использовался преимущественно для пеленгации базовых станций eNB [14–17] в целях радиоконтроля, а ОМП подвижных устройств UE осуществлялось посредством разностно-дальномерного метода (РДМ) [18–22], или так называемого метода наблюдаемой разности времен прихода сигналов OTDOA (*Observed Time Difference of Arrival*). Несмотря на беспрецедентные возможности по достижению метровой точности в перспективных сетях 5G NR [23, 24], основным стандартом сотовой связи в ближайшие годы будет LTE, поэтому актуальной и востребованной остается задача сетевого позиционирования в рамках стандарта LTE. Настоящая работа посвящена обзору решений радиointерфейса [25] по комбинированию УМ и дальномерных измерений с другими стандартизированными методами позиционирования LTE [26].

Метод идентификатора соты CID (Cell ID) задает вероятное местоположение (МП) UE в зоне обслуживания данной соты, которое может быть описано многоугольником [27]. Метод CID является самым быстрым и не требует каких-либо дополнительных первичных измерений.

Метод улучшенного идентификатора соты E-CID использует четыре источника данных о местоположении UE:

- а) идентификатор соты CID и ее географическое описание [27];
- б) опережение/упреждение по времени TA (*Timing Advance*) обслуживающей соты – время распространения сигнала от UE до eNB;
- в) идентификатор обслуживающей соты CID и измерения сигналов других сот (до 32 сот LTE);
- г) измерения угла прихода сигнала AOA (*Angle of Arrival*) – УМ измерения.

В радиointерфейсе LTE доступны следующие измерения для метода E-CID. Пользовательское устройство UE может выполнять измерения:

- а) индикатора уровня принимаемого сигнала RSSI (*Received Signal Strength Indicator*) сети радиодоступа (СРД) E-UTRAN;
- б) мощности опорного принимаемого сигнала RSRP (*Reference Signal Received Power*);
- в) качества опорного принимаемого сигнала RSRQ (*Reference Signal Received Quality*);
- г) разности времен приема и передачи UE.

СРД E-UTRAN может выполнять измерения:

- а) упреждения по времени TA типа 1 (разность времен приема и передачи eNB) + (разность времен приема и передачи UE);
- б) упреждения по времени TA типа 2 (разность времен приема и передачи eNB);

в) угла прихода АОА в канале «вверх» UL.

Метод упреждения по времени ТА в E-CID совмещает в себе географическое описание соты, местоположение eNB, а также расстояние между eNB и UE, полученное по измерениям времени прихода сигнала. Один из вариантов данного метода – время двойного оборота (время приема-передачи или круговая задержка) RTT (*Round Trip Time*); представляет время, затраченное на отправку сигнала, плюс время, которое требуется для подтверждения, что сигнал был получен. В сетях LTE расстояние R_{TA} между eNB и UE можно оценить из упреждения по времени ТА, равного двойной задержке распространения сигнала, согласно:

$$R_{TA} = c \cdot TA/2, \quad (1)$$

где c – скорость света. Неопределенность ΔR_{TA} оценки расстояния R_{TA} может быть установлена из полевых испытаний и затем сконфигурирована в виде параметра. Рис. 1 иллюстрирует пример комбинации времени упреждения ТА и углу φ прихода сигнала АОА.

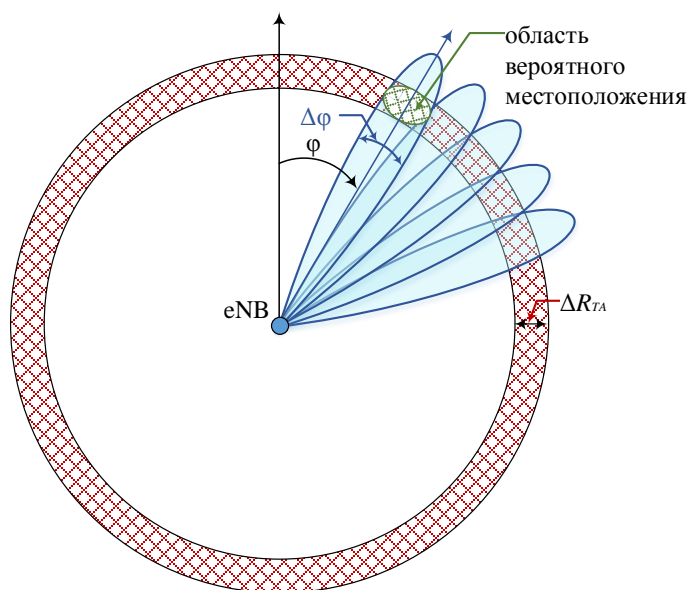


Рис. 1. Комбинация ТА и многоугольника обслуживающей соты

Мощность принимаемого сигнала можно использовать для сбора дальномерных (ДМ) измерений. Ограничивающим фактором точности данного вида измерений являются медленные и быстрые замирания в радиоканале. Рассмотрим учет медленных замираний в модели потерь РРВ по логарифмически нормальному закону:

$$L = L_0 + 10\eta \cdot \log_{10}(R), \quad (2)$$

где L – потери РРВ в дБ, R – расстояние между UE и eNB, L_0 – постоянное значение потерь РРВ на эталонном расстоянии R_0 , $\eta = 2 \dots 4$ – показатель

средних потерь РРВ. Продифференцировав выражение (3) по переменной расстояния между UE и eNB, получим:

$$dL = \frac{10\eta}{\ln(10)} \frac{dR}{R} \Rightarrow dR = \frac{\ln(10)}{10\eta} R dL \approx \frac{\ln(10)}{10\eta} R \sigma_{shadow}, \quad (3)$$

где σ_{shadow} – стандартное среднеквадратическое отклонение (СКО) логнормальных медленных замираний.

Так, например, для $\eta = 3,7$ и $\sigma_{shadow} = 10$ дБ из (4) получается $dR = 0,62R$, откуда следует, что ошибка в оценке измеряемого параметра мощности принимаемого сигнала на одно СКО σ_{shadow} приводит к ошибке ДМ измерения более чем на 60 %.

Угол прихода сигнала АОА обозначает оценку угла прихода сигнала пользовательского устройства UE на базовую станцию eNB относительно некоторого опорного направления, например, направления на север с отсчетом положительного угла φ по направлению часовой стрелки. Рис. 1 иллюстрирует сценарий комбинирования ДМ измерений по времени упреждения сигнала ТА и УМ измерений по углу φ прихода сигнала АОА. Для заданного направления прихода сигнала по азимуту на плоскости φ с неопределенностью его оценки, определяемой шириной диаграммы направленности антенны (ДНА) по уровню половинной мощности $\Delta\varphi$, область вероятного местоположения UE можно существенно уточнить, комбинируя измерения ТА и АОА. Для параметров α и γ в диапазоне $[0,1]$ совокупность точек $(x, y)^T$ вероятного местоположения пользовательского устройства UE определяется выражением

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \left(R_{TA} + \Delta R_{TA} \left(\gamma - \frac{1}{2} \right) \right) \cdot \begin{pmatrix} \sin \left(\varphi + \Delta\varphi \left(\alpha - \frac{1}{2} \right) \right) \\ \cos \left(\varphi + \Delta\varphi \left(\alpha - \frac{1}{2} \right) \right) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Неопределенность метода ДМ измерений характеризуется величиной ΔR_{TA} параметра оценки дальности R_{TA} по времени упреждения в (1). Ожидаемым форматом оценки местоположения UE при комбинации ДМ измерений ТА и УМ измерений АОА является эллипсоид (рис. 1). Угол прихода сигнала от пользовательского устройства UE измеряется антенной решеткой базовой станции eNB, однако в сетях LTE также предусмотрена возможность измерения и отправки индикатора матрицы предварительного кодирования PMI (Precoding Matrix Indicator). Каждый индикатор PMI соответствует определенному лучу AP базовой станции eNB.

Список используемых источников

1. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования. СПб. : СПбГУТ, 2020. 558 с.
2. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.

3. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
4. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
5. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
6. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
7. Фокин Г. Эволюция сетевой архитектуры позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Первая миля. 2020. № 5 (90). С. 24–29.
8. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 1 // Первая миля. 2020. № 2 (87). С. 32–39.
9. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 // Первая миля. 2020. № 3 (88). С. 30–35.
10. Фокин Г. А. Эволюция процедур позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Том 8. № 1. С. 76–89.
11. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Стандарты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 371–376.
12. Фокин Г. А. Эволюция радиointерфейсов позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Т. 8. № 2. С. 77–91.
13. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Точность // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 376–382.
14. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.
15. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
16. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
17. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах : материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2015. С. 25–26.
18. Дворников С. В., Фокин Г. А., Аль-Одхари А. Х., Федоренко И. В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.
19. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.

20. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. 170–173.

21. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.

22. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.

23. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63.

24. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 2. Обработка сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 80–99.

25. 3GPP TS 36.211 V16.7.0 (2021-09). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 16).

26. 3GPP TS 29.171 V16.2.0 (2020-12). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Core Network and Terminals; Location Services (LCS); LCS Application Protocol (LCS-AP) between the Mobile Management Entity (MME) and Evolved Serving Mobile Location Centre (E-SMLC); S-Ls interface (Release 16).

27. 3GPP TS 23.032 V17.1.0 (2021-09) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Universal Geographical Area Description (GAD) (Release 17).

УДК 621.396.969
ГРНТИ 47.49.31

ТЕХНОЛОГИЯ СЕТЕВОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ LTE. ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ УГЛОМЕРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Х. А. Таиров, Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В данной работе представлен анализ особенностей построения и функционирования технологий физического уровня стандарта LTE, которые могут быть использованы при решении задач сетевого позиционирования пользовательских устройств с использованием инфраструктуры базовых станций при отсутствии надежного приема

сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. В частности, рассмотрены технические возможности сбора угломерных измерений по опорным сигналам зондирования в канале «вверх», а также использование моделей и методов диаграммообразования у базовых станций для установления направления прихода сигнала от пользовательского устройства.

позиционирование, стандарт LTE, радиointерфейс.

Сетевое позиционирование пользовательских устройств с использованием инфраструктуры базовых станций при отсутствии надежного приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем стало, наряду с передачей данных, одной из основных услуг в сетях пятого поколения [1, 2]. Сценарии определения местоположения в сетях 5G включают множество приложений с различными требованиями к точности и надежности [3, 4]. Вместе с тем до повсеместного развертывания инфраструктуры 5G задачи сетевого позиционирования устройств будут решаться на базе широко распространенных сетей LTE [5, 6]. Анализ эволюции технологий сетевого позиционирования показал [8–13], что к традиционным методам трилатерации на основе дальномерных (ДМ) и разностно-дальномерным (РДМ) измерениям в сетях 5G добавляются и методы пеленгации на основе угломерных (УМ) измерений. Точность позиционирования пользовательских устройств в сетях LTE на основе РДМ составляет десятки метров [14–18]. Возможности определения местоположения (ОМП) базовых станций в сетях LTE при решении задач радиоконтроля определяются, в первую очередь, параметрами антенных решеток (АР) [19–22]. Тенденцией развития технологий ОМП в сетях LTE является совместное использование методов трилатерации [23, 24] и пеленгации [25, 26], что подтверждается дополнением стандарта LTE спецификациями пространственной обработки сигналов MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [27]. В настоящей работе представлен краткий анализ возможностей радиointерфейса LTE по сбору УМ измерений.

В 9-м релизе LTE канал «вверх» использовался только для сбора первичных измерений угла прихода сигнала UL AOA (*Uplink Angle of Arrival*), а также разницы времен сигналов eNB Rx-Tx на базовой станции. В 11-м релизе LTE для позиционирования UE было дополнительно специфицировано использование первичных измерений разности времен прихода в канале «вверх» UTDOA (*Uplink Time Difference of Arrival*) по опорным сигналам зондирования SRS (*Sounding Reference Signal*). Опорные сигналы зондирования SRS модулируются и регулируются по уровню мощности аналогично сигналам в физическом канале управления в линии «вверх» PUSCH (*Physical Uplink Control Channel*). Модулированные сигналы в канале SRS основаны на так-называемых последовательностях Задова–Чу с хорошими авто и кросскорреляционными свойствами. Сигналы SRS могут конфигурироваться как для заданной соты, так и для заданного пользовательского

устройства. Для большинства субкадров сигналы SRS передаются в последнем OFDM символе субкадра. Ширина полосы частот сигнала SRS конфигурируется числом ресурсных блоков от 4 до 96 (при доступной ширине полосы в 40 МГц). В более поздних релизах LTE было специфицировано использование усовершенствованных антенных систем AAS (*Advanced Antenna System*), которые расширяют возможности позиционирования UE за счет сбора первичных УМ измерений.

Диаграммообразование (ДО) на основе обратной связи в сетях LTE при позиционировании UE заключается в следующем. Рис. 1 иллюстрирует использование линейной эквидистантной AP у eNB и обратную связь от UE. Обозначим через $s_{UE}(t)$ сигнал, принятый пользовательским устройством UE от базовой станции eNB, оборудованной линейной AP с расстоянием $k\lambda$ между элементами AP, где λ – длина волны, а коэффициент $k = 0,5$.

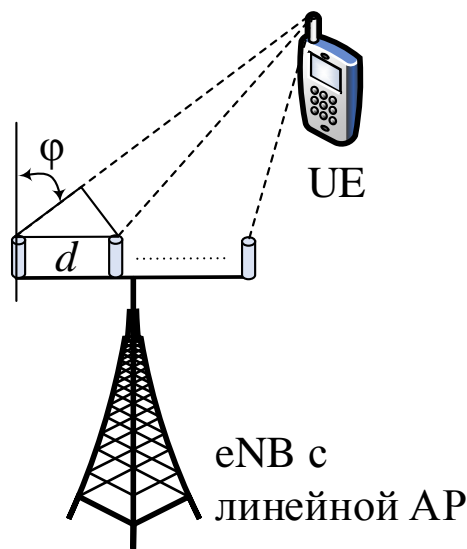


Рис. 1. Сценарий диаграммообразования с линейной AP у eNB

Основываясь на предположении о нахождении UE в дальнем поле излучения антенной решетки из $n = 1, \dots, N$ элементов, сигнал, принятый пользовательским устройством UE, можно представить выражением:

$$s_{UE}(t) = \sum_{n=1}^N s_n h_n e^{j\omega(t-nk\lambda \sin(\varphi)/c)} = e^{j\omega t} \sum_{n=1}^N s_n h_n e^{-j2\pi nk \sin(\varphi)}, \quad (1)$$

где s_n – сигнал, переданный n -м элементом AP eNB; h_n – комплексный коэффициент передачи радиоканала, соответствующий n -му элементу AP eNB; $\omega = 2\pi f_c$ – круговая частота; f_c – несущая частота; c – скорость света; φ – угол прихода сигнала от UE на AP eNB. Анализ (1) показывает, что сведения о направлении UE относительно eNB, характеризуемые параметрами n, k и $\sin(\varphi)$, могут быть добавлены eNB в передаваемый baseband сигнал на нулевой частоте. Данная процедура предварительного кодирования направления на UE в baseband сигнале осуществляется прекодером eNB, который использует книгу предварительно заданных направлений (лучей), задаваемых вектором комплексных весовых коэффициентов $w_{m,n} = e^{-jf(m,n)}$. UE вместо комплексных коэффициентов передачи h_n выполняет оценку коэффициентов $h_n e^{-j2\pi nk \sin(\varphi)}$ в канале «вниз». Выражение (1) при $h_n = h$ представляет собой отдельный луч.

Пользовательское устройство UE, осуществляя прием в канале «вниз» в результате перебора находит из предварительно заданных направлений

кодовой книги наилучший для заданных условий радиоканала луч, например, максимизирующий отношение сигнал/шум. В основе перебора принятых с разных направлений сигналов лежит предположение о заранее известном переданном опорном сигнале s_n . Наилучший луч, характеризующий направление UE относительно eNB, сообщается базовой станции в формате индикатора матрицы предварительного кодирования PMI (*Precoding Matrix Indicator*). Таким образом, свойство взаимности радиоканала и обратная связь от UE к eNB позволяет осуществлять сбор первичных угломерных измерений в форме угла φ , характеризующего направление прихода сигнала AOA от UE (рис. 1).

В 11-м релизе LTE были специфицированы опорные сигналы оценки состояния канала CSI-RS (*Channel State Information Reference Signals*), передаваемые в специальном антенном порте частотно-временной сетки. Данные опорные сигналы могут передаваться как внутри всей соты, так и для отдельно взятого пользовательского устройства UE. Обработка сигналов CSI-RS в пользовательском устройстве включает их детектирование, измерение помех и шума и отправку отчетов по сделанным измерениям в форме индикатора ранга канальной матрицы RI (*Rank Indicator*), индикатора качества канала CQI (*Channel Quality Indicator*) и PMI.

В 12-м релизе LTE были специфицированы опорные сигналы обнаружения DRS (*Discovery Reference Signal*), которые служат, в том числе, и для идентификации соты, грубой частотной и временной синхронизации, измерений на своей и соседних частотах. Передача DRS включает сигналы первичной PSS (*Primary Synchronization Signal*) и вторичной синхронизации SSS (*Secondary Synchronization Signal*), опорные сигналы соты CRS (*Cell specific Reference Signals*), а также сигналы CSI-RS.

В 13-м релизе LTE предусмотрена возможность ДО как по азимуту, так и по углу места. Комплексные весовые коэффициенты для формирования луча по заданному азимуту и углу места определяются:

$$\begin{aligned} w_m &= \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi k(m-1) \cos(\theta_{tilt})}, m = 1, \dots, M, \\ w_{l,i} &= \frac{1}{\sqrt{L}} e^{-j2\pi k(l-1) \sin(\theta_i)}, l = 1, \dots, L, \end{aligned} \quad (2)$$

где углы θ_{tilt} и θ_i определены в [27].

Диаграммообразование на основе свойства взаимности радиоканала в сетях LTE при позиционировании UE заключается в следующем. Свойство взаимности радиоканала проявляется в том, что при работе на одной несущей радиочастоте в направлениях UL и DL канал проявляет себя одинаково в заданный момент времени. Таким образом, знание канала UL может быть использовано при передаче в DL до тех пор, пока время когерентности канала превышает время оценки канала в UL и время передачи в DL.

Режим временного дуплекса в LTE использует свойство взаимности радиоканала при организации пространственного мультиплексирования MIMO в DL. Оценка канала в UL производится по измерениям eNB в сигналах SRS, передаваемых UE. По этим измерениям eNB производит оценку канальной матрицы MIMO \mathbf{H} для каждого элемента передающей и приемной AP. Зная канальную матрицу \mathbf{H} и измерения по сигналам SRS можно реализовать различные алгоритмы определения направления прихода сигнала для позиционирования устройства UE.

Список используемых источников

1. Фокин Г. А., Кучерявый А. Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58.
2. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
3. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
4. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
5. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования. СПб. : СПбГУТ, 2020. 558 с.
6. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
7. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 1 // Первая миля. 2020. № 2 (87). С. 32–39.
8. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 // Первая миля. 2020. № 3 (88). С. 30–35.
9. Фокин Г. Эволюция сетевой архитектуры позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Первая миля. 2020. № 5 (90). С. 24–29.
10. Фокин Г. А. Эволюция радиointерфейсов позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Т. 8. № 2. С. 77–91.
11. Фокин Г. А. Эволюция процедур позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Т. 8. № 1. С. 76–89.
12. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Стандарты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 371–376.
13. Фокин Г. А. Эволюция технологий позиционирования в сетях подвижной радиосвязи. Точность // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 376–382.
14. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
15. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.

16. Дворников С. В., Фокин Г. А., Аль-Одхари А. Х., Федоренко И. В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.
17. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. 170–173.
18. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
19. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
20. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
21. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.
22. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Наука и инновации в технических университетах : материалы Девятого Всероссийского форума студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2015. С. 25–26.
23. Fischer S. Observed time difference of arrival (OTDOA) positioning in 3GPP LTE. tech. rep. Qualcomm Technologies. 2014.
24. Campos R. S., Lovisolo L. RF Positioning: Fundamentals, Applications, and Tools. Ar-tech House, 2015. 369 P.
25. Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in Wireless Communications Systems. Wiley, 2014. 276 P.
26. Zekavat R., Buehrer R.M. Handbook of position location: Theory, practice and advances. John Wiley & Sons, 2019. 1376 P.
27. 3GPP TR 36.897 V13.0.0 (2015-06) Study on elevation beamforming / Full-Dimension (FD) Multiple Input Multiple Output (MIMO) for LTE (Release 13).

УДК 654.172
ГРНТИ 49.45.37

РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛА АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ЗАДАННЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ ОБЪЕКТОВ НА ПОДВИЖНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

А. А. Тенигин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Стандартные системы распознавания объектов и слежения за ними работают с предустановленными настроенными объектами. Они бывают настроены на распознавание людей, лиц, транспортных средств или их номеров, а также многих других видов объектов. Эта статья посвящена описанию функционала программного обеспечения для распознавания объектов, позволяющего пользователю обучить систему распознавать нужные ему виды объектов, не имея для этого специальной подготовки, а также без необходимости привлечения обслуживающего программного обеспечение персонала.

распознавание объектов, подвижные изображения, компьютерное зрение.

Сегодня системы распознавания объектов не являются новинкой. Рядовой пользователь может приобрести камеру с функциями распознавания и трассировки объектов, даже функцией слежения за объектом путём поворота камеры вслед за его перемещением. Тем не менее, концепция любых «умных» устройств всё ещё предполагает некоторую тайну и внешнюю мнимую сложность. Да, интеллектуальные системы, основанные на машинном обучении, которые занимаются аналитикой и прогнозированием, алгоритмы на машинном обучении, используемые в финансовых технологиях, должны отвечать множеству бизнес-метрик, а также должны иметь высокий уровень безопасности и качества [1], из чего и складывается их высокая стоимость. Такое программное обеспечение гораздо сложнее разрабатывать и сопровождать. В то же время, задача распознавания объектов на изображении стала достаточно тривиальной. Во-первых, есть множество классических методов решения этой задачи – это метод Виолы-Джонса, AdaBoost и прочие [2]. Как для этих методов, так и для дескрипторов изображений, используемых в них (SIFT, SURF, ORB и т. д.), реализовано множество соответствующих функций во фреймворках и библиотеках с открытым исходным кодом. Например, реализация для языка программирования python одной из самых популярных библиотек OpenCV имеет целый ряд функций для выделения признаков и дескрипторов изображений, от углов Харриса до

ORB-дескрипторов [3], а также функции для распознавания объектов с помощью различных классических методов.

В то же время, кроме библиотеки OpenCV есть множество других популярных библиотек распознавания объектов (например, *dlib*) [4], и даже библиотеки для распознавания отдельных типов объектов (например, *face_recognition*) [5]. Всё это говорит нам о том, что при таком множестве методов, реализованных в проектах с открытым исходным кодом, разработка программного обеспечения, выполняющего подобные задачи, может быть приравнена к задаче выбора нужных инструментов и корректного подбора набора данных для обучения модели. Тем не менее, программное обеспечение всё ещё традиционно распознаёт только заранее заданные разработчиком типы объектов. Учитывая тот факт, что обучение, и уж тем более дообучение (*fine tuning*) моделей занимает не так уж много времени для выполнения на процессоре современного компьютера, разработчик может предоставить пользователю возможность переобучения или дообучения используемых в программе моделей. Далее в статье рассматриваются возможные способы реализации такого функционала.

Во-первых, стоит заметить, что осуществление такого подхода чревато и дополнительными проблемами, которые будут рассмотрены в заключительной части. Не зря выше было упомянуто, что это задача не только выбора инструмента, но ещё и подготовки обучающего набора данных.

Задача состоит в следующем: нужно автоматически обработать входные данные изображений ряда целевых классов для дальнейшего обучения моделей. Дабы упростить эту задачу, предлагается следующий алгоритм действий:

- 1) принять ряд изображений от пользователя и разместить их в каталоге папок;
- 2) обработать изображения, приведя их к нужному виду для дальнейшей работы;
- 3) запустить подпрограмму обучения моделей на ряде указанных классов и соответствующим им изображениям.

Первый пункт этого алгоритма – приём данных от пользователя. Можно перечислить целый ряд способов его реализации, каждый из которых будет иметь свои преимущества и недостатки, а также будет сильно зависеть от реализации программного обеспечения.

Способ первый – установить клавишу, сочетание клавиш или дополнительную кнопку для вывода окна или контекстного меню, которое предложит указать название класса и загрузить ряд изображений, ему соответствующий. Этот способ может быть реализован как в веб-приложении, так и в десктопной версии ПО. Для десктопной версии наиболее простым способом будет вывод дополнительного окна с помощью библиотеки PyQt5, если учитывать, что выше в статье основным языком программирования

разработки целевого программного обеспечения считается python. В зависимости от стека языков и технологий проекта может быть более целесообразным выбор другой библиотеки, несмотря на кроссплатформенность Qt.

Второй способ больше подойдет для программ без интерфейса пользователя. Например, многие камеры сегодня имеют компактный встроенный компьютер, который является полноценной базой для разворачивания программного обеспечения сразу на такой камере, а не на подключенном сервере. В таком случае нужно всего лишь написать подробную инструкцию для размещения файлов изображений в дереве каталогов и файлов, с которым сможет работать программа.

Тем не менее, у этих способов будет и общая часть реализации – это само дерево каталогов и файлов, которое будет создаваться одним из них. Предложенная структура дерева указана на рис. 1. При подобном разделении в общем каталоге “dataset” будут располагаться папки с названиями классов. На рисунке они названы “class_1” и “class_2”, но на практике это могут быть классы «Иван» и «Василий», например. В папках соответствующих классов будут располагаться изображения - примеры этого класса. Таким образом, достаточно будет только написать подпрограмму, которая будет обходить дерево каталогов, из их названий получать названия классов, и обучать модель на их основе.

Второй пункт алгоритма — это обработка изображений и приведение их к необходимому для дальнейшей работы виду. Этот пункт включает обязательные шаги: приведение изображений к одному размеру и преобразование их в полутоновые изображения. Также этот пункт может включать и шаги, имеющие не обязательный, а, скорее, рекомендательный характер: выравнивание яркости, удаление шумов. В указанных выше библиотеках реализованы функции, которые позволяют выполнить почти все указанные преобразования. Удалить же шумы с изображения можно, используя алгоритм ROF [6].

Третий пункт алгоритма состоит в обучении моделей, используемых программой. Обучающий набор изображений размечен, данные приведены к необходимому виду как результат первых двух пунктов алгоритма. Выбор же методов обучения моделей в данной статье не рассматривается.

Выполнение этого алгоритма подразумевает перезапуск программы и повторный запуск обучения моделей сразу после внесения новых данных

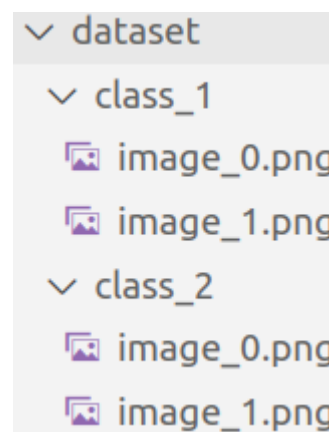


Рис. 1. Предполагаемая структура папок и файлов в наборе данных

пользователем. Такой перезапуск потребует некоторого времени, но эксперимент показал, что даже на слабом процессоре с тактовой частотой 1,4 ГГц и при условии использования только одного ядра, такое переобучение на двух целевых классах занимает порядка 45 секунд. На более мощных современных компьютерах, и уж тем более на серверах, где обычно запускается подобное программное обеспечение, такой перезапуск займёт куда меньше времени.

Но даже при идеальном воплощении описанного алгоритма в программном коде возможны ошибки работы, вплоть до полного отсутствия распознавания целевых классов. Это, конечно, связано с человеческим фактором. Даже если мы приводим изображения к необходимому виду, контент, загружаемый пользователем, зависит только от него. И человеческая ошибка (загрузка некачественных изображений, а также загрузка не тех файлов) может свести на нет усилия разработчиков, что, впрочем, останется на совести пользователя.

Таким образом, функционал автоматического распознавания заданных пользователем объектов может быть реализован с помощью описанного алгоритма, а также указанных библиотек и методов. Такой функционал сможет снизить нагрузку на команду разработчиков, которой больше не придётся переобучать модели заказчиков под новые запросы, а также может снизить стоимость конечного продукта, который станет более автономным и простым в сопровождении.

Список используемых источников

1. Ниязбекова Ш. У., Иванова О. С. Развитие FinTech и BigData в финансовой сфере: особенности, проблемы, возможности // Вестник Московского университета им. С. Ю. Витте. Серия 1: Экономика и управление. 2020. № 1 (32). С. 30–36.
2. Клетте Р. Компьютерное зрение. Теория и алгоритмы; пер. с англ. А. А. Слинкин. М. : ДМК Пресс, 2019. 506 с.
3. Документация OpenCV. Обнаружение лиц [Электронный ресурс] // OpenCV: Open Source Computer Vision. Face Detection and Description. URL: https://docs.opencv.org/4.x/db/d27/tutorial_py_table_of_contents_feature2d.html (дата обращения 13.02.2023).
4. Документация на модуль dlib для языка программирования python [Электронный ресурс] // Python Package Index. Dlib v. 19.24.0. URL: <https://pypi.org/project/dlib> (дата обращения 13.02.2023).
5. Документация на модуль face_recognition для языка программирования python [Электронный ресурс] // Python Package Index. Face-recognition v. 1.3.0. URL: <https://pypi.org/project/face-recognition> (дата обращения 13.02.2023).
6. Rudin L. I., Osher S. J., Fatemi E. Nonlinear total variation based noise removal algorithms // Physica D: Nonlinear Phenomena. 1992. Vol. 60, Iss. 1–4, PP. 259–268.

Статья представлена научным руководителем, заведующим кафедрой ТВиМ СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом С. Л. Федоровым.

УДК 004.052.42
ГРНТИ 47.14.23

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ВЕРИФИКАЦИИ МОДУЛЯ FIFO

В. И. Тимченко, А. Д. Уроков, И. Н. Чернов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Современные методы верификации позволяют добиться высокой степени покрытия дизайнов, а ведущие методологии верификации, в свою очередь, вносят в верификационный процесс модульность и возможность повторного использования. Методология UVM может быть применена для верификации разного рода модулей, к примеру, – FIFO. Модули FIFO, реализованные на программируемых логических интегральных схемах, выполняют, преимущественно, функцию буферизации данных и организации процессов. В данной работе рассматривается процесс разработки верификационной модели на основе универсальной верификационной методологии для тестирования разработанного модуля FIFO.

UVM, FPGA, ASIC, верификация, FIFO.

С каждым годом увеличиваются сложность и размеры цифровых интегральных схем. Несмотря на то, что реальная скорость развития не соответствует закону Мура, возникает проблема тестирования цифровых схем. Эта проблема, может быть, не так заметна в таких устройствах, как FPGA, в силу программируемости, так как даже после производства продукта, остаётся возможность исправить возможные ошибки. С другой стороны, такие устройства как ASIC не обладают подобным преимуществом, а производство первого изделия требует огромных расходов.

Появляется необходимость проводить тщательную верификацию продукта перед непосредственным его выпуском, чтобы снизить затраты на разработку. Усложнение дизайнов подразумевает и увеличение количества потенциальных состояний, число которых может достигать миллионов для современных изделий. Из этого следует, что должны усложняться и модели тестирования, позволяющие добиться максимального покрытия всех возможных состояний дизайна, при наименьших затратах человеческих и временных ресурсов.

На рис. 1 можно наблюдать статистику, описывающую зависимость затраченного на верификацию времени из всего периода разработки проектов. Как видно, проекты, в которых уделяется мало времени на верификацию, обычно, используют большое количество заранее верифицированных функциональных блоков. Также верно и обратное – в проектах, задействующих

малый процент готовых функциональных блоков, на верификацию может уходить существенная часть времени от периода разработки. В среднем на верификацию уходит около 50 % времени разработки проектов, однако наблюдается тенденция роста в районе 60–70 % затрачиваемого времени [1].

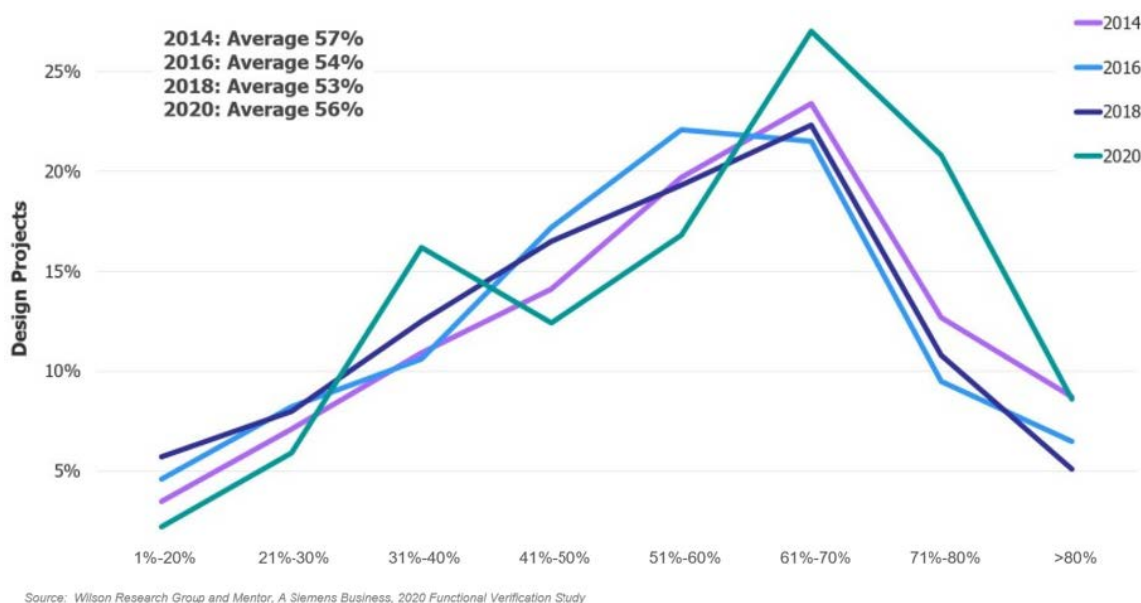


Рис. 1. Затрачиваемое время на верификацию при разработке ASIC

Для тестирования сложных проектов были разработаны специальные верификационные методологии. Ведущей методологией на сегодняшний день, как видно на рис. 2, является Универсальная Методология Верификации (UVM), разработанная компанией Accellera.

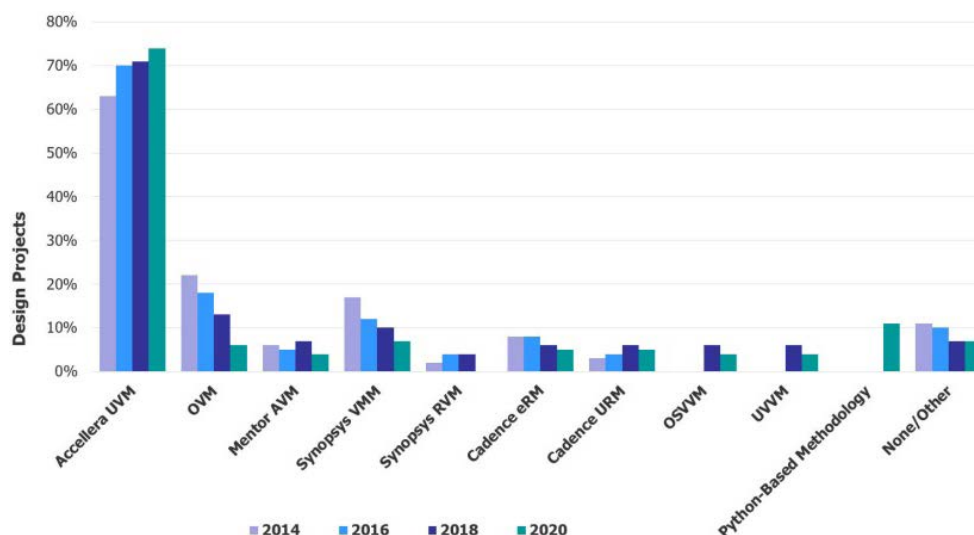


Рис. 2. Используемые методологии верификации

Широкое распространение UVM, от части, объясняется тем, что данная методология основана на использовании языка SystemVerilog, который

на сегодняшний день является ведущим языком описания аппаратуры, что можно наблюдать на рис. 3.

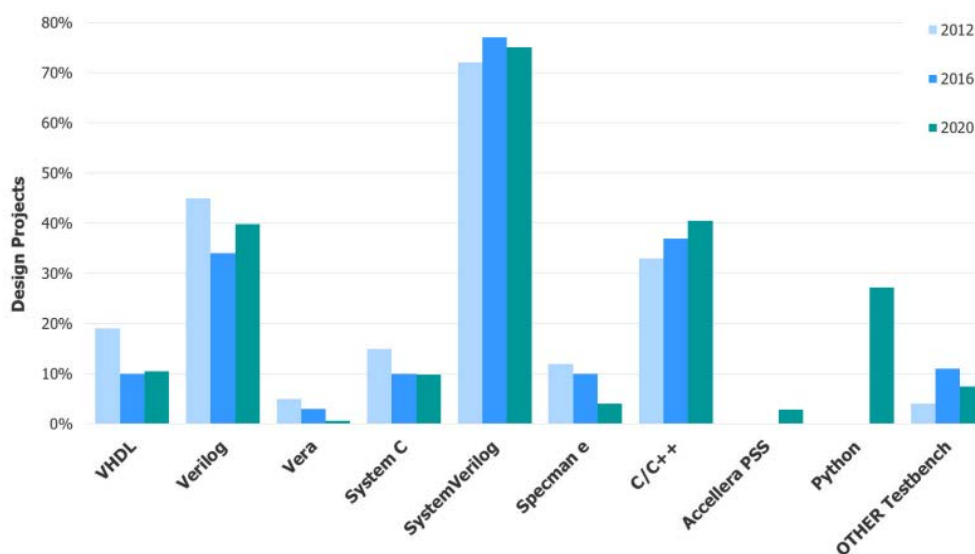


Рис. 3. Используемые языки описания аппаратуры

UVM, также как и предшествующие ей методологии, в первую очередь, привносит структуру и стандартизацию в процесс верификации, что позволяет инженеру-верификатору описывать более полные тесты, которые при этом можно будет использовать в дальнейшем для тестирования похожих проектов. Помимо этих основных качеств, UVM также обладает своими особенностями, помимо привязки к языку, выделяющими данную методологию на фоне остальных, среди которых интерфейсы TLM (*Transfer Level Modeling*), обеспечивающие модульность UVM-тестов; возможность управлять фазами тестирования; широкие возможности в создании тестов с учётом особенностей исследуемых дизайнов.

Стоит отметить, что развиваются методы аппаратного описания с помощью языка Python, а также и средства верификации, базирующиеся на этом языке. Преимуществом данного подхода, в сравнении с методологией UVM является то, что язык Python является одним из наиболее широко распространённых языков программирования, а тестирование с использованием данного подхода имеет в разы ниже порог вхождения.

Методология UVM представляет из себя библиотеку базовых классов, написанных на языке SystemVerilog, имеющих определённую иерархию. В стандартную архитектуру UVM входят следующие части: Testbench, Test, Environment, Sequencer, Agent, Scoreboard, Sequence, Monitor и Coverage Collector. Эти составляющие заранее описаны в базовой библиотеке классов UVM, однако пользователю предлагается расширять базовые классы для осуществления определенных алгоритмов верификации.

В стандартную архитектуру UVM, представленную на рис. 4, входят следующие части: Testbench, Test, Environment, Sequencer, Agent, Scoreboard, Sequence, Monitor и Coverage Collector [2]. Эти составляющие заранее описаны в базовой библиотеке классов UVM, однако пользователю предлагается расширить базовые классы для осуществления определенных алгоритмов верификации [3].

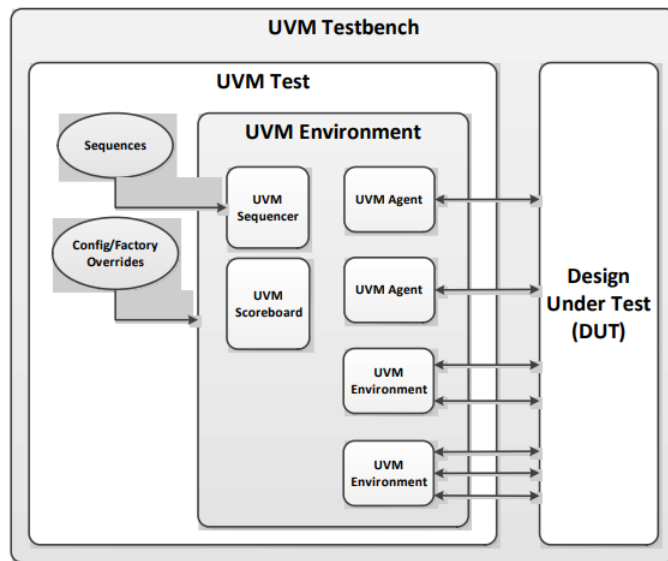


Рис. 4. Стандартная структура модели UVM

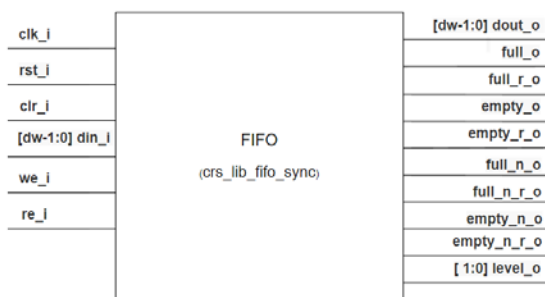


Рис. 5. Структурная схема разработанного модуля FIFO

Для расширения библиотеки базовых компонентов нами был разработан модуль синхронного FIFO, верификация которого проводилась с помощью методологии UVM. Структурные схемы исследуемого модуля FIFO, а также предложенной модели верификации, представлены на рис. 5 и 6 соответственно.

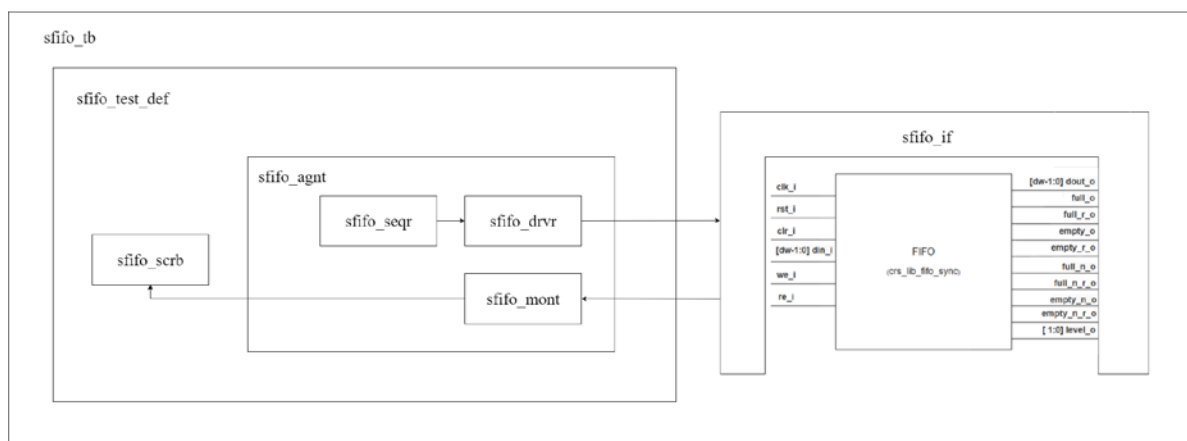


Рис. 6. Структурная схема разработанной модели верификации модуля FIFO

Суть теста заключается в том, что в блоке сериализатора `sfifo_seqr` формируются транзакции со случайно сгенерированным набором данных и случайным выбранным направлением транзакции – запись или чтение, однако первая транзакция обязательно формируется с сигналом записи.

В блоке драйвера `sfifo_drvr` транзакции преобразуются определённому виду с учётом заданного направления транзакции и особенностей исследуемого дизайна. Также в данном блоке реализовано ограничение, учитывающее основное правило FIFO – нельзя записывать в полное FIFO и читать из пустого. Реализация этого ограничения заключается в использовании целочисленной переменной, к которой применяется инкремент при записи и декремент при чтении. Если значение данной переменной окажется равно нулю, то при генерации транзакции типа «чтение», она будет заменена на ожидание. Данное ограничение можно отключить, если есть необходимость реализовать вышеприведённое правило непосредственно в дизайне.

Блок монитора `sfifo_mont` собирает транзакции как записи, так и чтения, и передаёт их дальше в блок обработки. В силу простоты дизайны, было принято решение реализовать только один блок активного агента для генерации и сбора транзакций.

Сравнение транзакций происходит в блоке сравнения `sfifo_scrb`. В этом блоке на основании созданной транзакции записи составляется ожидаемая эталонная транзакция, с которой в дальнейшем сравнивается реальная транзакция, полученная при чтении из исследуемого дизайна.

По завершении теста вся информация будет представлена в удобном для пользователя формате в виде сообщений в консоли, что является ещё одним преимуществом использования методологии UVM, так как отпадает необходимость вручную исследовать полученные временные диаграммы сигналов. Пример выводимых сообщений можно наблюдать на рис. 7 и 8. Также пользователю предоставляется возможность расширить количество и содержание выводимой информации. Тест можно считать успешным исключительно в том случае, если не было обнаружено ошибок. В данной модели не был реализован блок сбора покрытия, однако планируется в дальнейшем. Сбор покрытия осуществляется многократным проведением тестов при новой генерации случайных значений.

```
UVM_INFO verilog_src/uvm-1.1d/src/base/uvm_objection.svh(1267) @ 2230: reporter [TEST_DONE] 'run' phase is ready to proceed to the 'extract' phase
UVM_INFO sfifo_test_def.svh(46) @ 2230: uvm_test_top [sfifo_test_def] -----
UVM_INFO sfifo_test_def.svh(47) @ 2230: uvm_test_top [sfifo_test_def] ---- TEST PASS ----
UVM_INFO sfifo_test_def.svh(48) @ 2230: uvm_test_top [sfifo_test_def] -----
```

Рис. 7. Сообщение об успешном завершении теста

```
UVM_INFO sfifo_scrb.svh(71) @ 150: uvm_test_top.sfifo_envr_h.sfifo_scrb_h [PASS]
expectedwritedata 3a
actualreaddata 3a

UVM_INFO sfifo_scrb.svh(71) @ 190: uvm_test_top.sfifo_envr_h.sfifo_scrb_h [PASS]
expectedwritedata 9e
actualreaddata 9e

UVM_INFO sfifo_scrb.svh(71) @ 330: uvm_test_top.sfifo_envr_h.sfifo_scrb_h [PASS]
expectedwritedata 81
actualreaddata 81
```

Рис. 8. Вывод расширенной информации о тесте

Список используемых источников

1. Harry Foster Trends in FPGA Verification Effort and Technology Adoption. URL: <https://semiengineering.com/trends-in-fpga-verification-effort-and-technology-adoption/>
2. Universal Verification Methodology (UVM) 1.2 User's Guide. URL: https://www.accellera.org/images/downloads/standards/uvm/uvm_users_guide_1.2.pdf
3. Universal Verification Methodology (UVM) 1.2 Class Reference. URL: https://accelera.org/images/downloads/standards/uvm/UVM_Class_Reference_Manual_1.2.pdf

УДК 621.371.34
ГРНТИ 49.43.01

МЕТОДИКА УЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ В СКАЧКОВОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН ОНЧ ДИАПАЗОНА

А. А. Типикин

Военный учебно-научный центр Военно-морского флота «Военно-морская академия
имени Адмирала Флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова»

Прогнозирование энергетических параметров радиотрасс необходимо для планирования работы радиосетей диапазона очень низких частот. На распространение радиоволн достаточно высокое влияние оказывают параметры подстилающей поверхности. Для учета влияния электрических характеристик на распространения радиоволн существуют достаточно подробные карты проводимости и диэлектрической проницаемости поверхности Земли. Разработка методики учета указанных характеристик позволяет повысить точность прогнозирования энергетических параметров радиотрасс.

распространение радиоволн, скачковый метод, подстилающая поверхность, очень низкие частоты.

Скачковые методы прогнозирования энергетических параметров радиотрасс являются перспективными с точки зрения учета характеристик ионосферы и земной поверхности, образующих сферический волновод, в котором распространяются радиоволны ОНЧ диапазона [1, 2]. В настоящее время существует и регулярно обновляется стандартная модель ионосферы [3–5], разрабатываются цифровые карты электрических характеристик подстилающей поверхности [6, 7], которые могут существенно повысить точность прогнозов. Актуальными являются вопросы совершенствования и самих методик расчета, что подтверждается отечественными и зарубежными публикациями [8–11].

Учет влияния подстилающей поверхности и ионосферы в соответствии с рекомендациями МСЭ [12] осуществляется с помощью соответствующих коэффициентов отражения. При этом коэффициенты отражения от поверхности Земли в случае положительного угла места (угла между касательной к поверхности земли и направлением на точку отражения от ионосферы) рассчитываются аналитически, а для отрицательного угла места – численно с использованием программы GRWAVE, рекомендованной Международным союзом электросвязи (МСЭ) [12]. Кроме того, в методике МСЭ не указан способ расчета области земной поверхности, влияющей на отражение электромагнитной волны, и порядок получения значений электрических характеристик земной поверхности в этой области.

Указанные недостатки определяют цель статьи, которая заключается в разработке автоматизированной методики, которая позволяет вычислять коэффициенты отражения электромагнитной волны от поверхности Земли для любого значения угла места. Полученные коэффициенты отражения в дальнейшем могут быть использованы для расчета результирующей напряженности поля в точке приема с помощью лучевой модели распространения радиоволн.

Для решения поставленной задачи следует рассмотреть два случая – $\Psi_j^n > 0$ и $\Psi_j^n \leq 0$, где n – мода луча (общее количество скачков), j – номер скачка моды.

В первом случае коэффициенты отражения от земной поверхности для положительного угла места рассчитываются как функция частоты f , угла места Ψ , диэлектрической проницаемости ϵ и проводимости σ [12, 13].

Углы места могут быть вычислены в соответствии с [14, 15], при этом для расчета величин ϵ и σ на основе цифровых карт [7] требуется не только определение координат точки отражения луча, но и определенной области земной поверхности, окружающей эту точку и участвующей в отражении электромагнитной волны. С этой целью в соответствии с принципом Гюйгенса-Френеля сначала выделяется область пространства, участвующая в передаче электромагнитной волны, представляющая собой эллипсоид в фокусах которого находятся точки передачи и приема [16, 17]. Область отражения является сечением эллипсоида земной поверхностью.

Во втором случае (при отрицательных углах места) коэффициенты отражения от поверхности земли рассчитываются, как отношение напряженности дифракционного поля, рассчитываемого по методике [18] к напряженности поля электромагнитной волны, распространяющейся в свободном пространстве.

Подобный подход приводит к тому, что ионосферная волна для мод с отрицательными углами места рассчитывается как земная. В разрабатываемой методике предлагается учитывать дифракционные потери только для той части траектории, на которой поверхность Земли затеняет ионосферную

точку отражения соответствующего скачка, а при достижении угла места $\Psi_j^n = 0$ луч по оставшейся части траектории распространяется в свободном пространстве.

Методика расчета в виде блок-схемы алгоритма показана на рис. 1 (см. ниже) и представляет собой скрипт, реализованный в среде Matlab. После запуска скрипта в блоке 1 загружаются структуры `PtsStruct` и `DifFer` в которых записаны все необходимые исходные данные для проведения расчетов, включая координаты точек отражения от поверхности земли, координаты концов сегментов дифракционных траекторий, длины дифракционных сегментов дифракционных траекторий и т. д., полученные в соответствии с методиками [14, 15].

Загруженные структуры передаются в качестве входных аргументов в функцию `FresZonesCalc` (блок 2), с помощью которой определяются области, оказывающие влияние на распространение радиоволн. Функция `FresZonesCalc` возвращает структуру `FresZones`.

В блоке 3 загружаются карты электрических характеристик подстилающей поверхности и вспомогательные объекты, разработанные в соответствии с методикой [7]. После чего открываются циклы по количеству мод луча и количеству расчетных частот (блоки 4 и 5). В блоке 6 проверяется условие наличия дифракционных сегментов радиотрассы. В случае наличия таких сегментов в блоке 7 с помощью функции `mapprofile` выполняется профилирование электрических характеристик подстилающей поверхности вдоль дифракционного пути и открывается цикл по количеству скачков моды (блок 8).

Повторная проверка наличия дифракционных сегментов разделяет расчетный алгоритм на две ветви (блок 9). При наличии дифракционных сегментов в первой ветви выполняется расчет медианных значений электрических характеристик подстилающей поверхности и вычисление коэффициента $R_g(\Psi_j^n \leq 0)$ с помощью программы `GRWAVE`, (блоки 10 и 11). В противном случае во второй ветви в блоках 12, 13 и 14 рассчитываются коэффициенты отражения $R_g(\Psi_j^n > 0)$. Результаты расчетов записываются в структуру `FresZones` (блок 15).

Таким образом, требуемая методика разработана и позволяет вычислять коэффициенты отражения электромагнитной волны от поверхности Земли для любого значения угла места. Полученные коэффициенты отражения в дальнейшем могут быть использованы для расчета результирующей напряженности поля в точке приема с помощью лучевой модели распространения радиоволн.

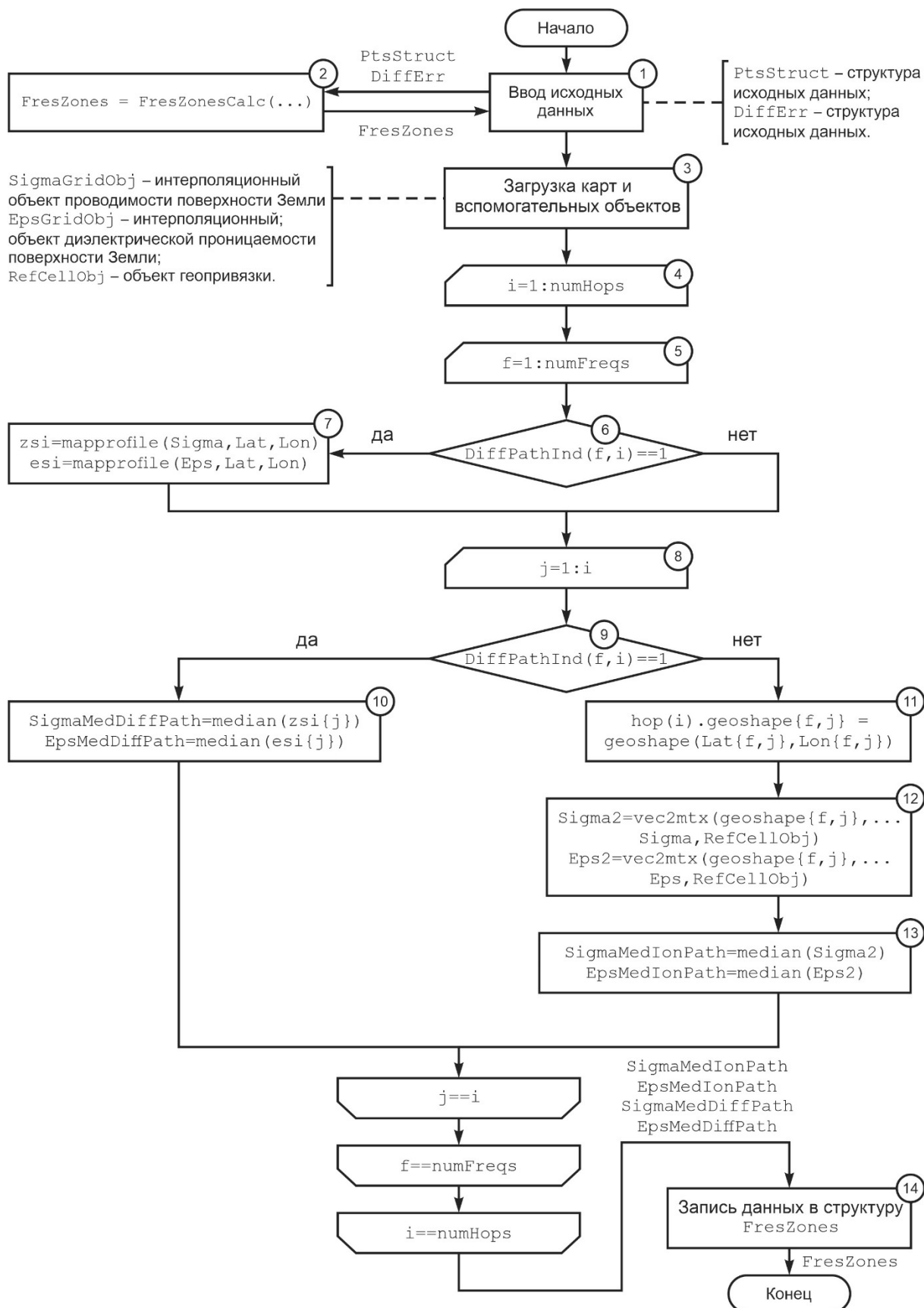


Рис. 1. Методика учета параметров подстилающей поверхности

Список используемых источников

1. Bradley P. A. Handbook: The ionosphere and its effects on radiowave propagation. A guide with background to ITU-R procedures for radio planners and users. Geneva : ITU, 1998. 153 p.
2. Coleman C. Analysis and modeling of radio wave propagation. Cambridge : Cambridge University Press, 2017. 296 p.
3. Bilitza D. IRI the international standard for the ionosphere // Adv. Radio Sci. 2018. № 16. PP. 1–11.
4. Fron A. Towards cooperative global mapping of the ionosphere: fusion feasibility for IGS and IRI with global climate VTEC maps // MDIP Remote Sens. 2020. № 12 (21). P. 3531.
5. Galkin I. Global monitoring of ionospheric weather by GIRO and GNSS data fusion // Atmosphere. 2022. № 13. PP. 371.
6. Типикин А. А., Потапов Д. С. Методика оценки электрических характеристик почвы на трассе распространения земных радиоволн // Техника радиосвязи. 2022. № 1 (52). С. 19–29.
7. Типикин А. А. Методика формирования глобальных цифровых карт электрических характеристик подстилающей поверхности в диапазоне очень низких частот // Информатика, телекоммуникации и управление. 2022. Т. 15. № 1. С. 7–18.
8. Pal S., Basak T., Chakrabarti S. K. Results of Computing Amplitude and Phase of the VLF Wave Using Wave Hop Theory // Advances in Geosciences. 2011. Vol. 27. PP. 1–11.
9. Li G., Wang Y., Liu C. Analysis of VLF Radio Wave Propagation Characteristics and Its Influence on Underwater Platform Communication // IEEE 3rd International Conference on Communications and Information Systems (ICCIS). 2018. PP. 83–87.
10. Земсков В. И., Зайцев В. С. Сверхдлинноволновая радиостанция ВМФ «Атлант». 50 лет обеспечения управления силами флота в удаленных районах мирового океана // Военно-исторический журнал. 2021. № 7. С. 92–95.
11. Бабайкин Б. Ф. Инновация методов передачи сигналов времени сверхдлинноволновыми радиостанциями связи Военно-морского флота Российской Федерации // Труды ИПА РАН. 2013. № 27. С. 355–359.
12. Рекомендация МСЭ-R P.684-7. Прогнозирование напряженности поля на частотах ниже приблизительно 150 кГц. Женева : МСЭ, 2016.
13. Orfanidis S. J. Electromagnetic waves and antennas. New Brunswick : Rutgers University, 2014. 1188 p.
14. Типикин А. А., Пыков Е. В. Методика определения траекторных параметров радиотрассы ОНЧ диапазона на основе уточненной модели высоты точки отражения // Сборник научных трудов ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия». 2022. С. 73–81.
15. Типикин А. А., Пыков Е. В., Розанов А. А. Модифицированная методика расчета дифференциальных временных задержек лучей в лучевой модели распространения радиоволн ОНЧ диапазона // Сборник трудов НТК НИИ ОСИС ВМФ «Интеллектуальные разработки в интересах строительства и развития Военно-морского флота». 2022. С. 47–56.
16. Пуха Г. П. Основы построения и автоматизации систем связи ВМФ : учебник. СПб. : ВМА им. Н. Г. Кузнецова, 2015. 661 с.
17. Яковлев О. И. Распространение радиоволн : учебник. М. : Ленанд. 2010. 496 с.
18. Rotheram A. S. Ground-wave propagation // Marconi Rev. 1982. № 45 (1). PP. 18–48.

УДК 621.397.48
ГРНТИ 47.51.39

МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ ВИДЕОКОНТЕНТА

А. Н. Тучкевич, С. Л. Федоров

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В материале рассматриваются методы обнаружения объектов и их практическое применение в различных системах обработки видеоконтента. На основе существующего большого количества методов и подходов к решению данной задачи, которым присущи соответствующие критерии и требования, проводится исследование как самих методов, так и возможности их применения в зависимости от отрасли. Внимание акцентируется на различиях между методами, потенциальной точности обнаружения, а также обоснованности их применения в системах, работающих в реальном времени.

обнаружение объектов, компьютерное зрение, нейронные сети, машинное обучение, CNN.

Обнаружение объектов – важная задача в обширной области компьютерного зрения, используемая для обнаружения отдельных визуальных объектов определенных классов (например, людей, животных, автомобилей или зданий) в цифровых изображениях, таких как фотографии или видеок кадры. Это сложная задача, которая строится на основе методов распознавания объектов (например, нахождение их на фотографии), локализации объектов (например, какова их площадь) и классификации объектов (например, что они из себя представляют) (рис. 1).

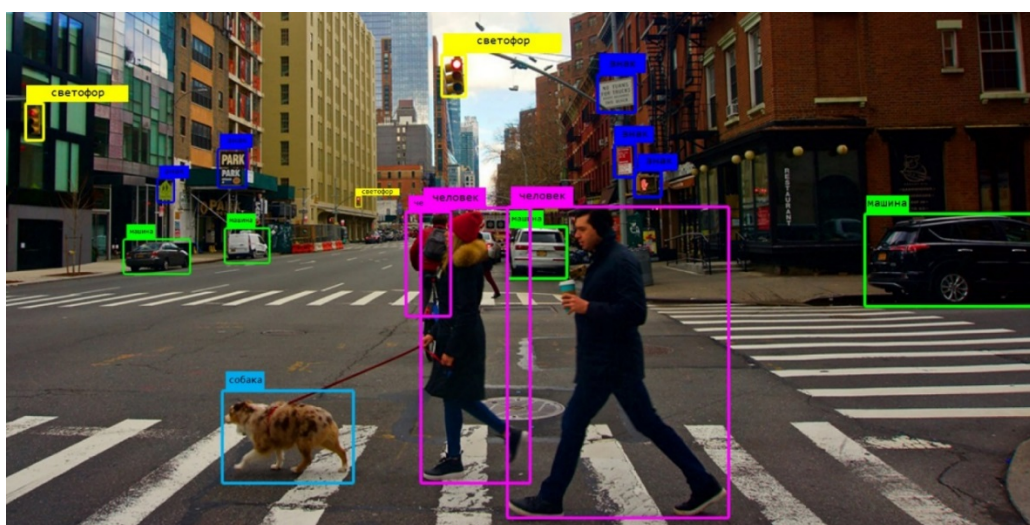


Рис. 1. Пример результата работы системы обнаружения объектов

Конкретные случаи применения обнаружения объектов включают в себя: обнаружение пешеходов, подсчет людей, обнаружение лиц, обнаружение текста, определение позы или распознавание автомобильных номеров.

В последние годы наблюдается быстрое и успешное развитие исследований в задаче обнаружения объектов. Основные подходы к решению данной задачи основываются на использовании алгоритмов машинного обучения и нейронных сетей.

До появления машинного обучения, задачи, которые могло выполнять компьютерное зрение, были очень ограничены и требовали много ручного кодирования и усилий со стороны разработчиков. Поэтому, целесообразно исследовать методы, в основе которых лежит машинное обучение.

Для решения задачи обнаружения объектов используются две основные технологии машинного обучения: разновидность машинного обучения под названием Глубокое Обучение (*Deep Learning*, DL) и Свёрточные Нейронные Сети (*Convolutional Neural Network*, CNN).

CNN помогает модели «смотреть», разбивая изображения на пиксели, которым присваиваются метки. Она использует метки для выполнения свёртки и делает прогнозы относительно того, что она «видит». Нейронная сеть выполняет свёртку и проверяет точность своих предсказаний в серии повторяющихся экспериментов, пока предсказания не начнут сбываться [1]. Таким образом, нейронная сеть распознаёт изображения, подобно человеку.

Подобно тому, как человек различает изображение на расстоянии, CNN сначала различает твердые края и простые формы, а затем заполняет информацию по мере выполнения итераций своих предсказаний. CNN используется для понимания отдельных изображений. Рекуррентная Нейронная Сеть (*Recurrent Neural Network*, RNN) используется аналогичным образом для работы с видео, чтобы помочь компьютеру понять, как изображения в серии кадров связаны друг с другом.

Обнаружение объектов включает в себя определение местоположения и классификацию объектов. Подходы к обнаружению объектов можно условно разделить на два основных типа:

1. Одноэтапные детекторы объектов.
2. Двухэтапные детекторы объектов.

Такие архитектуры, как YOLO (*You Only Look Once*) [2] и SSD (*Single-Shot Detector*) [3], используют одноэтапный, или полностью свёрточный, подход, при котором модель способна найти все объекты на изображении за один проход (отсюда "*single-shot*" или "*look once*") через свёрточную сеть.

С другой стороны, такие архитектуры, как R-CNN [4] и Fast(er) R-CNN, используют двухэтапный подход: сначала определяют области, в которых ожидается найти объекты – так называемые области интереса (*Region*

of Interest, RoI), а затем обнаруживают объекты только в этих областях с помощью свёрточных сетей. Алгоритмы предложения областей обычно имеют немного лучшую точность, но работают медленнее, в то время как алгоритмы однократного прохода более оперативны и имеют близко сравнимую точность.

Подходы на основе глубокого обучения используют нейросетевые архитектуры, такие как RetinaNet, You Only Look Once (YOLO), MobileNet, Single Shot detector (SSD), Region-CNN (R-CNN, Fast-RCNN, Faster RCNN, Mask R-CNN, Cascade R-CNN).

Основные различия архитектур, которые были исследованы, это: точность обнаружения, быстродействие и вид выходных данных.

Точность, в данном случае, оценивается на основе метрики *mAP* (*mean Average Precision*), или средней точности обнаружения внутри класса объектов, усреднённой, затем, для всех классов одновременно:

$$mAP = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N AP_i,$$

где AP_i – средняя точность обнаружения, N – количество классов.

Быстродействие оценивается на основе времени, необходимого тренированной модели, для обнаружения объекта в кадре.

Выходные данные могут быть трёх видов. Самый частый вид – это ограничительные рамки вокруг необходимых объектов (рис. 1). Также, на выходе можно получить ключевые точки объекта, они отражают наиболее важные для выполнения определённых задач точки на объекте (рис. 2). Такой процесс называется обнаружением ключевых точек.

Последним видом выходных данных является бинарная маска конкретного объекта (рис. 3). Процесс обнаружения объекта с получением его маски называется семантической сегментацией, если же система способна разделить два объекта, принадлежащие к одному классу, между собой, например, присвоив им порядковые номера, то этот процесс будет называться сегментацией экземпляров.

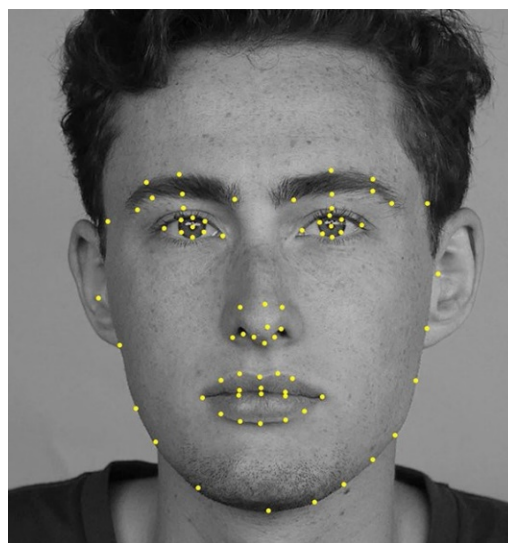


Рис. 2. Пример результата работы системы обнаружения объектов, с ключевыми точками в качестве выходных данных

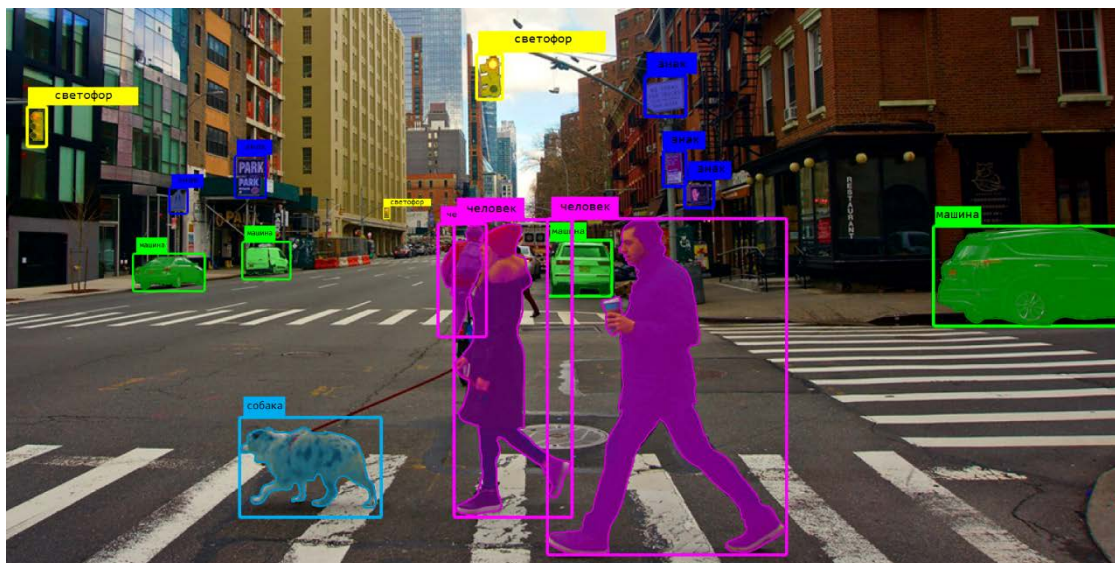


Рис. 3. Пример результата работы системы обнаружения объектов, с масками объектов в качестве выходных данных

Метрики быстродействия и точности для некоторых выделенных архитектур были взяты из репозитория “Tensorflow 2 Detection model Zoo” и представлены в таблице 1. Они были получены на основе тренировки и тестирования этих архитектур на датасете “COCO 2017 dataset”.

ТАБЛИЦА 1. Метрики быстродействия и точности выделенных архитектур и их выходные данные

Название архитектуры	Время обнаружения, мс	mAP	Выходные данные
SSD MobileNet V2 FPN Lite 320×320	22	22,2	Рамки
CenterNet Resnet50 V1 FPN 512×512	27	31,2	Рамки
CenterNet Resnet50 V1 FPN Keypoints 512×512	30	27,6/48,2	Рамки/Ключевые точки
Faster R-CNN ResNet101 V1 640×640	55	31,8	Рамки
Mask R-CNN Inception ResNet V2 1024×1024	301	34,6	Маски

Основываясь на высокой скорости обнаружения, присущей всем этим архитектурам, можно сделать вывод о возможности их использования для работы в реальном времени. Фактором, определяющим целесообразность применения конкретной архитектуры в той или иной отрасли, является вид

выходных данных. Так, они все могут быть применены в системах видеонаблюдения. В системах мониторинга автомобильного потока наиболее подходящими являются те, которые описывают рамки вокруг объектов. Они могут быть использованы для подсчёта количества автомобилей, снятия данных о скорости движения, фиксирования нарушений ПДД, а также обнаружения посторонних элементов на дорожном полотне. В данной отрасли так же имеет место быть система с двумя типами выходных данных. Например, рамками будет описано местонахождение людей, а ключевыми точками будут описаны их позы. В таком случае можно получить информацию о потенциальных намерениях отдельно взятого человека, попавшего в объектив камеры. Системы по обнаружению контрольных точек могут также применяться для определения ориентации объекта в трёхмерном пространстве, или получения представления об объекте в трёхмерном виде.

Другой отраслью, в которой могут найти применение системы обнаружения объектов и ключевых точек является спорт, причём как состязательного формата, так и спортивные тренировки. Ключевыми точками может быть описан процесс тренировки атлета, путём считывания его/её позы, а рамкой может быть описан спортивный инвентарь, например, мяч, или обруч.

Архитектура Mask R-CNN, имея сравнительно низкую скорость обнаружения, может быть использована для работы в реальном времени. А особенность её выходных данных позволяет использовать её в более специализированных отраслях. Одной такой отраслью является медицина. Семантическая сегментация может быть использована для обнаружения и получения информации о размерах опухолей, а также объёмах тканей. В этой отрасли так же находит применение обнаружение ключевых точек. Опираясь на эту систему, можно получить информацию об отклонениях в физиологии пациентов, например, степень искривления позвоночника.

Семантическая сегментация, также, наиболее подходит для обнаружения заведомо мелких объектов. Так, системы обнаружения объектов, или ключевых точек, не справляются с корректным обнаружением карандашей, или сигарет. Данная система, также, находит применение в построении цифровых карт, городском планировании и сельском хозяйстве

Список используемых источников

1. Zhong-Qiu Zhao, Peng Zheng, Shou-tao Xu Object Detection with Deep Learning: A Review // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. 2019. PP. 1–21.
2. Joseph Redmon, Santosh Divvala, Ross Girshick, Ali Farhadi You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection // IEEE Xplore. 2015.
3. Wei Liu, Dragomir Anguelov, Dumitru Erhan, Christian Szegedy, Scott Reed, Cheng-Yang Fu SSD: Single Shot MultiBox Detector // ECCV. 2016.
4. Ross Girshick, Jeff Donahue, Trevor Darrell, Jitendra Malik Rich Feature Hierarchies for Accurate Object Detection and Semantic Segmentation // IEEE Xplore. 2014.

УДК 681.3
ГРНТИ 47.14.17

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОГНЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧЕРНО-БЕЛОЙ ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ

Н. С. Фисечко, И. Н. Чернов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Традиционные способы обнаружения возгораний основаны на тепловых датчиках или аспирационных сенсорах химического анализа проб воздуха, либо с использованием цветных камер. Применение таких датчиков в помещениях с повышенной радиационным фоном осложнено условиями эксплуатации и не всегда дает информацию о точном месте обнаружения нештатной ситуации.

Решение данной проблемы возможно на основе применения системы обнаружения, основанной на анализе и обработке оптоэлектронной информации черно-белого изображения.

оптоэлектронные системы, возгорание, камера, алгоритм.

Оптоэлектронные системы наблюдения применяются в качестве интегрированных систем, а также самостоятельных изделий. Они широко используют оптоэлектронные средства, обеспечивающие поиск, распознавание и выделение наиболее приоритетных объектов.

Традиционные способы обнаружения возгораний основаны на тепловых датчиках, либо аспирационных сенсорах химического анализа проб воздуха. Использование таких датчиков в помещениях с повышенной радиационным фоном осложнено условиями эксплуатации и не всегда дает информацию о точном месте обнаружения нештатной ситуации.

В данной работе рассматривается решение проблемы на основе анализа и обработки оптоэлектронной информации черно-белого изображения. Такая видеосистема может быть подключена к камерам видеонаблюдения для детектирования возникающих предаварийных ситуаций – возгорания [1].

В предлагаемом алгоритме обнаружения огня (обработка осуществляется покадрово) можно выделить четыре основных этапа:

- обнаружение движения [1];
- сравнение яркости кадра с пороговым значением;
- анализ площади объектов;
- анализ смещения центра объектов.

Рассмотрим более детально работу алгоритма. Поиск движения определяется накоплением меж кадровых разностей четных и нечетных кадров с текущим кадром:

$$Motion_{h,w} = |frame_CHET - frame_GRAY| > m_{th}, \quad (1)$$

где $Motion_{h,w}$ – бинарная матрица движения размером: высотой h и шириной w , полученного кадра из видеопотока; $frame_CHET$ – серый четный кадр; $frame_GRAY$ – серый текущий кадр; m_{th} – пороговое значение изменения яркости пикселя от кадра к кадру;

$$Motion_{h,w} = |frame_NECHET - frame_GRAY| > m_{th}, \quad (2)$$

где $Motion_{h,w}$ – бинарная матрица движения размером: высотой h и шириной w , полученного кадра из видеопотока; $frame_NECHET$ – серый нечетный кадр; $frame_GRAY$ – серый текущий кадр; m_{th} – пороговое значение изменения яркости пикселя от кадра к кадру (задается пользователем).

Пиксель, удовлетворивший выражениям (1) и (2) в бинарной матрице $Motion_{h,w}$ записывается 1, иначе 0.

Если по результатам этих операций в кадре было обнаружено движение, то для этого кадра осуществляется сравнение яркости кадра с пороговым значением:

$$PorogMatrix_{h,w} = \begin{cases} 1, & frame_GRAY > b_{th}, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

где $PorogMatrix_{h,w}$ – бинарная матрица яркости размером: высотой h и шириной w ; $frame_GRAY$ – серый кадр; b_{th} – пороговое значение яркости кадра (задается пользователем).

Если на предыдущем шаге были обнаружены области, где пороговое значение яркости кадра было превышено, то находятся контуры этих областей и рассматриваются в отдельности. Для каждой области осуществляется анализ площади и сравнение ее с пороговым значением площади объекта:

$$Contours = \begin{cases} 255, & PorogMatrix_{h,w} > S_{th}, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

где $Contours$ – матрица, с контурами, удовлетворившими условию площади (каждый контур хранится в виде вектора точек); $PorogMatrix_{h,w}$ – бинарная матрица яркости: высотой h и шириной w ; S_{th} – пороговое значение площади объекта (задается пользователем).

Для каждого из полученных контуров объектов производится анализ смещения центра.

В начале производится разделение кадров на четные кадры и нечетные. Для каждого объекта на четном и нечетном кадре находится центроид:

$$C_x = \frac{M_{10}}{M_{00}},$$

$$C_y = \frac{M_{01}}{M_{00}},$$

где C_x – центроид по оси x ; C_y – центроид по оси y , M_{10} , M_{01} – моменты первого порядка, M_{00} – момент нулевого порядка.

$$Offset = \begin{cases} 255, & x_{\text{чт}} \in \left(\frac{x_{\text{нч}} - o_{th} * x_{\text{нч}}}{100\%}; \frac{x_{\text{нч}} + o_{th} * x_{\text{нч}}}{100\%} \right), y_{\text{чт}} \in \left(\frac{y_{\text{нч}} - o_{th} * y_{\text{нч}}}{100\%}; \frac{y_{\text{нч}} + o_{th} * y_{\text{нч}}}{100\%} \right), \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

где $Offset$ – матрица с контурами объектов, удовлетворивших условию; $x_{\text{чт}}$, $y_{\text{чт}}$ – центроиды объектов четного кадра по оси x и оси y , соответственно; $x_{\text{нч}}$, $y_{\text{нч}}$ – центроиды объектов нечетного кадра по оси x и оси y соответственно; o_{th} – пороговое значение смещения центра объекта (задается пользователем в процентах).

Итоговое решение обнаружения огня принимается, исходя из следующего условия:

$$result = \begin{cases} 1, & Offset_{h,w} = 1, Motion_{h,w} = 1 \\ 0 & \text{иначе} \end{cases},$$

где $result$ – бинарная матрица результата с объектами, удовлетворившими условию; $Offset_{h,w}$ – бинарная матрица, полученная после обработки алгоритмами яркости, площади и смещения центра объекта; $Motion_{h,w}$ – бинарная матрица, полученная после обработки алгоритмом движения.

Если итоговое решение на основе условия, представленного выше, было принято в 15 кадрах в секунде N секунд подряд, алгоритм сообщает об обнаружении огня.

N – количество секунд подряд, содержащих 15 кадров с обнаруженным огнем (задается пользователем).

Пример работы алгоритма обнаружения огня приведен на рис. 1 и 2.



Рис. 1. Исходный кадр



Рис. 2. Результат работы алгоритма по обнаружению огня

Список используемых источников

1. Кузнецов А. О., Мусалимов В. М., Саенко А. П., Трамбицкий К. В. Применение алгоритмов анализа изображений для обнаружения пожаров // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 6. С. 51–56.
2. Батчер Е., Парнэлл А. Опасность дыма и дымозащита; пер. с англ. Е. Ш. Фельшмана // Под. ред. В. М. Есина. М. : Стройиздат, 1983. 152 с.
3. Невдах В. В., Антошин А. А., Зуйков И. Е. Моделирование начального этапа стационарного пламенного пожара в закрытом помещении // Наука и техника. 2014. № 3. С. 28–34.
4. Гнатюк О. П., Добрых В. А. Древесный дым и патология бронхолегочной системы // Дальневосточный медицинский журнал. 2002. № 3. С. 79–82.
5. Тимофеева С. С., Гармышев В. В., Зырянов В. С. // Дымовая обстановка при горении лесных горючих материалов в городской и пригородных зонах городов Вестник ИрГТУ. 2012. № 3 (62). С. 50–55.
6. Brushinsky N., Ahrens M., Sokolov S. V., Wagner P. World fire statistics. Center of fire statistics, 2017. 56 с.
7. Сведения о пожарах и их последствиях за январь-сентябрь 2017 г. [Электронный ресурс] // МЧС России. URL: http://www.mchs.gov.ru/activities/stats/Pozhari/2017_god (дата обращения 10.05.2018).

Статья представлена научным руководителем, доцентом кафедры РОС СПбГУТ, кандидатом технических наук, доцентом В. И. Тимченко.

УДК 621.396.969
ГРНТИ 47.49.31

МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИИ СЕТЕВОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ДЕЦИМЕТРОВОЙ ТОЧНОСТИ СТАНДАРТА IEEE 802.11az

Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Представленная модель реализует процедуры передачи, приема и первичной обработки пакетов стандарта IEEE 802.11az с их последующей вторичной обработкой для построения окружностей на плоскости относительно опорных точек доступа с известным местоположением с целью позиционирования устройства беспроводной локальной сети с дециметровой точностью. Модель предназначена для количественной и качественной оценки точности позиционирования устройств стандарта IEEE 802.11az по результатам обмена пакетами между устройством и опорными точками доступа с известным местоположением в зависимости от условий распространения радиоволн в среде с многолучевыми компонентами для сценария функционирования беспроводных локальных сетей.

беспроводные локальные сети, позиционирование, стандарт IEEE 802.11az.

Одной из прорывных технологий сетей связи пятого поколения 5G NR (*New Radio*) является позиционирование пользовательских устройств с метровой точностью посредством использования инфраструктуры базовых станций [1, 2]. Это на порядок превышает точность определения местоположения (ОМП) в сетях предыдущего четвертого поколения 4G LTE (*Long-Term Evolution*) [3–6]. В то же время на сегодняшний день уже существует ряд сценариев [7, 8], в которых метровой точности, которую обеспечивают сети 5G NR [9, 10], оказывается недостаточно, и требуется достижение дециметровой точности. По аналогии с увеличением скорости передачи данных в гетерогенных сетях LTE-Wi-Fi [11], повышение точности возможно за счет увеличения плотности размещения точек доступа AP (*access point*) инфраструктуры беспроводных локальных сетей (БЛС) Wi-Fi. Особый интерес в этой связи представляет стандарт IEEE 802.11az [12], называемый позиционированием следующего поколения NGP (*Next Generation Positioning*), который позволяет станциям STA определять свое местоположение (МП) относительно точек доступа с известным МП.

Стандарт IEEE 802.11az поддерживает два высокоэффективных HE (*High-Efficiency*) формата блока передачи данных протокола

PPDU (*Protocol Data Unit*) для дальномерных (ДМ) измерений на физическом уровне PHY (*physical layer*) [12]:

а) высокоэффективный пакет HE нулей NDP (*Null Data Packet*) ДМ измерений и

б) высокоэффективный пакет HE NDP с переключением по триггеру ТВ (*Trigger-Based*).

Высокоэффективные пакеты дальномерных измерений HE NDP и HE ТВ NDP являются аналогами соответствующих высокоэффективных пакетов зондирования NDP и HE ТВ обратной связи формата NDP PPDU, определенных в стандарте 802.11ax [13]. Пакет ДМ измерений HE NDP поддерживает позиционирование одного/нескольких устройств с опциональной поддержкой поля длинной обучающей последовательности HE-LTF (*HE Long Training Field*). Радиосигнал пакета ДМ измерений HE для позиционирования одной станции содержит символы HE-LTF для одного пользователя и поддерживает опционально защищенную последовательность HE-LTF. Радиосигнал пакета ДМ измерений HE для позиционирования нескольких станций допускает только защищенные символы HE-LTF для множественных пользователей. Для повышения точности ОМП сигналы пакета ДМ измерений могут содержать множественные повторы символов HE-LTF для реализации эффекта накопления. Формирование и параметризация высокоэффективных пакетов ДМ измерений HE NDPs описаны в примере 802.11az Waveform Generation [14].

Рассматриваемая в настоящей работе имитационная модель (ИМ) формализует порядок ОМП станции STA БЛС Wi-Fi при распространении радиоволн (РРВ) с многолучевыми компонентами (МЛК) посредством дальномерного метода измерения времени прихода сигнала TOA (*Time-of-arrival*), определенного в стандарте IEEE 802.11az [12]. Первичная обработка включает оценку TOA с использованием алгоритма сверхразрешения MUSIC (*MUltiple Signal Classification*). Вторичная обработка включает вычисление оценок координат (ОК) станции STA на плоскости с использованием трилатерации по первичным измерениям времени прихода сигналов TOA. В ИМ выполняется оценка точности ОМП в зависимости от отношения сигнал/шум SNR (*Signal-to-Noise Ratio*).

Функциональные возможности модели включают [16]:

- 1) имитационное моделирование территориального распределения нескольких точек доступа AP и одного пользовательского устройства STA БЛС Wi-Fi на плоскости;
- 2) имитационное моделирование радиоканала с МЛК для сценария функционирования БЛС Wi-Fi;
- 3) построение профиля мощности радиоканала с МЛК;
- 4) формирование пакетов стандарта IEEE 802.11az для позиционирования станций STA;

5) моделирование процедур сбора первичных измерений времени прихода сигнала TOA по результатам обмена пакетами в каждой паре STA-AP;

6) оценка времени прихода сигнала TOA с использованием алгоритма сверхразрешения MUSIC в каждой паре STA-AP;

7) вторичная обработка ДМ измерений с построением окружностей на плоскости относительно опорных точек доступа AP с известным местоположением (МП);

8) оценка координат, вычисление среднеквадратического отклонения (СКО) оценки координат устройства STA БЛС Wi-Fi стандарта IEEE 802.11az;

9) построение интегральной функции распределения (ИФР) ошибки первичных ДМ измерений и ошибки ОК устройства STA БЛС.

Далее рассмотрим описание процедур работы ИМ позиционирования станции STA в БЛС Wi-Fi стандарта IEEE 802.11az. Порядок позиционирования станций STA в ИМ следующий. Сначала реализуется оценка времени прихода сигнала TOA с использованием пакетов HE NDP/TB с полем длинной обучающей последовательности HE-LTF; оценка TOA осуществляется с использованием алгоритма MUSIC. Затем по оценкам первичных измерений TOA осуществляется оценка координат STA на плоскости с использованием алгоритма трилатерации. Имитационное моделирование БЛС стандарта 802.11az включает одну станцию STA и несколько точек доступа APs. Для оценки координат STA требуется минимум три точки доступа AP с известным МП. Моделирование выполняется в цикле по отношению SNR.

ИМ реализует следующие процедуры:

1) формирование пакета ДМ измерений NDP;

2) задержка пакета NDP в зависимости от территориального распределения STA и APs, добавление дробной и целой в числе выборок задержки;

3) прохождение радиосигнала через модель радиоканала (p/к) TGax для сценария внутри помещений; предусмотрены различные реализации p/к для различных пакетов;

4) добавление аддитивного белого гауссовского шума АБГШ/AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) к принятому радиосигналу; в ИМ используется одинаковое отношение SNR для всех радиолиний между STA и AP;

5) выполнение временной синхронизации и частотной коррекции принятого радиосигнала;

6) демодуляция пакета HE-LTF;

7) оценка частотной характеристики канала по пакету HE-LTF;

8) оценка расстояний между STA и AP по первичным ДМ измерениям времени прихода сигнала TOA с использованием алгоритма сверхразрешения MUSIC;

9) комбинирование оценок расстояний в других радиолиниях STA-AP и их вторичная обработка для оценки координат STA трилатерацией.

Первичные дальномерные измерения выполняются между станцией STA и точкой доступа AP по временным меткам сигналов NDP в следующей последовательности:

1) станция STA регистрирует время t_1 ухода сигнала в канале «вверх» UL TOD в момент передачи пакета UL NDP в восходящем канале;

2) точка доступа AP регистрирует время t_2 прихода сигнала UL NDP в канале «вверх»;

3) точка доступа регистрирует время t_3 ухода сигнала пакета DL NDP в канале «вниз»;

4) станция STA регистрирует время t_4 прихода DL TOA сигнала пакета DL NDP в нисходящем канале (рис. 1).

Оценка времени приема-передачи (времени двойного оборота) T_{RTT} (Round Trip Time) производится по формуле:

$$T_{RTT} = (t_4 - t_1) - (t_3 - t_2). \quad (1)$$

Оценка соответствующих (1) первичных дальномерных измерений расстояний между STA и AP производится по формуле:

$$d = T_{RTT}/2 \cdot c,$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света. Время прихода сигнала в канале «вверх» t_2 (UL TOA) и в канале «вниз» t_4 (DL TOA) вычисляется с использованием алгоритма сверхразрешения MUSIC.

Алгоритм MUSIC включает следующие процедуры [17]:

1) интерполяция по отсутствующим поднесущим в частотной характеристике канала CFR (*Channel Frequency Response*) в предположении равномерного распределения поднесущих;

2) оценка корреляционной матрицы CFR;

3) декорреляция многолучевых компонент (МЛК) с использованием пространственного сглаживания;

4) улучшение оценки корреляционной матрицы с использованием прямого-обратного усреднения; в ИМ предполагается, что оценка CFR получается по множественным пространственным потокам в различных реализациях CFR и для итоговой оценки корреляционной матрицы используются различные реализации CFR;

5) выполнение алгоритма MUSIC; осуществление декомпозиции/разложения корреляционной матрицы на собственные числа для отделения подпространства сигнала и шума; оценка профиля задержки во временном домене путем нахождения моментов времени, в которые подпространства

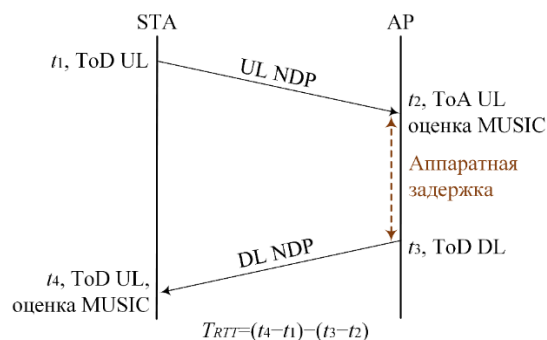


Рис. 1. Обмен сообщениями для оценки двойного времени оборота RTT

сигнала и шума оказываются ортогональными; в ИМ предполагается, что точное измерение размерности подпространств, равное числу МЛК в радиоканале, известно заранее;

б) определение времени прихода ТОА путем нахождения первого пика восстановленных МЛК в профиле задержек в предположении наличия компоненты луча прямой видимости DLOS (*Direct-Line-of-Sight*); визуализация истинного профиля задержек МЛК и оценки задержки МЛК алгоритмом MUSIC для одной модели реализации радиолинии 802.11az.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

Список используемых источников

1. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком. 2021. 456 с.
2. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
3. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
4. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
5. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
6. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. 170–173.
7. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
8. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
9. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63.
10. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 2. Обработка сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 80–99.
11. Степутин А. Н., Ромашенков Н. О., Фокин Г. А. Разгрузка сетей LTE через сети Wi-Fi // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15. № 6. С. 1139–1146.
12. IEEE Approved Draft Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific

requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 4: Enhancements for positioning. IEEE P802.11az/D7.0, 2022. URL: <https://standards.ieee.org/ieee/802.11az/7226/> (дата обращения 10.01.2023).

13. IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. IEEE Std 802.11ax-2021 (Amendment to IEEE Std 802.11-2020), 2021. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9442429> (дата обращения 10.01.2023).

14. 802.11az Waveform Generation. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/wlan/ug/802-11az-waveform-generation.html> (дата обращения 10.01.2023).

15. 802.11az Positioning Using Super-Resolution Time of Arrival Estimation. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/wlan/ug/802-11az-indoor-positioning-using-super-resolution-time-of-arrival-estimation.html> (дата обращения 10.01.2023).

16. Фокин Г. А., Григорьев В. А. Программный модуль первичной и вторичной обработки пакетов стандарта IEEE 802.11az при позиционировании устройств с дециметровой точностью. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022660074 Российская Федерация / Г. А. Фокин, В. А. Григорьев ; заявитель и правообладатель Общество с ограниченной ответственностью «Лаборатория инфокоммуникационных сетей». – № 2022618780 ; заявл. 16.05.2022 ; опубл 30.05.2022. – 1 с.

17. Xinrong L., Pahlavan K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2004. Vol. 3. No. 1. PP. 224–234.

УДК 621.396.969

ГРНТИ 47.49.31

ДОСТИЖЕНИЕ ДЕЦИМЕТРОВОЙ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЯХ NR-Wi-Fi

Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Достижение дециметровой точности позиционирования устройств гетерогенных сетей NR-Wi-Fi при отсутствии сигналов глобальных навигационных спутниковых систем может быть достигнуто посредством использования двухуровневой сетевой архитектуры. На первом уровне в макросоте, обслуживаемой базовой станцией gNB стандарта NR, выполняется позиционирование устройства по опорным сигналам позиционирования PRS стандарта NR с метровой точностью. Это позволяет определять местоположение с точностью до ближайшей беспроводной локальной сети и устанавливать принадлежность устройства к зоне обслуживания точки доступа Wi-Fi.

На втором уровне в микросоте, обслуживаемой точкой доступа Wi-Fi, позиционирование устройства по специальным сигналам стандарта IEEE 802.11az позволяет достигнуть дециметровой точности.

двухуровневая архитектура, гетерогенные сети NR-Wi-Fi, позиционирование.

Проблема повышения точности позиционирования подвижных пользовательских устройств UE (*User Equipment*) с использованием инфраструктуры базовых станций сетей подвижной связи при отсутствии надежного приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) стала особенно актуальной и востребованной в сетях LTE (*Long-Term Evolution*) [1, 2]. Точность позиционирования устройств UE разностно-дальномерным методом (РДМ) в сетях LTE была ограничена десятками метров [3, 4]. Перспективной тенденцией повышения точности позиционирования в сетях пятого и последующих поколений является использование дополнительной инфраструктуры базовых станций сверхплотных сетей по аналогии с подходом повышения скорости передачи посредством разгрузки сетей LTE через сети Wi-Fi [5]. Несмотря на совершенствование конфигурации специальных опорных сигналов позиционирования PRS (*Positioning Reference Signal*) в сетях пятого поколения 5G NR (*New Radio*) [6, 7] по сравнению с сетями 4G LTE [8, 9] проблема достижения метровой и дециметровой точности остается весьма востребованной в большинстве сценариев позиционирования [10, 11].

В связи с изложенными выше обстоятельствами, а также тенденцией повышения требований к позиционированию в экосистеме 5G вплоть до дециметровой точности [12], рассмотрим для целей определения местоположения (ОМП) пользовательских устройств двухуровневую сетевую архитектуру гетерогенной сети NR-Wi-Fi на рис. 1 (см. ниже).

Допустим, на первом уровне в макросоте, обслуживаемой базовой станцией gNB стандарта NR (*New Radio*) с дальностью радиопокрытия R_{gNB} в километры, выполняется позиционирование пользовательского устройства UE разностно-дальномерным методом OTDOA (*Observed Time Difference Of Arrival*) с использованием первичных измерений разности времен прихода опорных сигналов позиционирования PRS стандарта NR. Точность позиционирования с использованием сигналов PRS позволяет выполнить ОМП UE с точностью в единицы метров до ближайшей беспроводной локальной сети (БЛС) Wi-Fi. Данная точность позволяет установить принадлежность UE к зоне обслуживания точки доступа AP (*Access Point*) Wi-Fi с дальностью радиопокрытия R_{AP} (рис. 1).

На втором уровне в микросоте, обслуживаемой точкой доступа AP Wi-Fi с дальностью радиопокрытия R_{AP} в десятки метров, выполняется позиционирование устройства UE дальномерным методом TOA (*Time of Arrival*).

На рис. 1 представлена двухуровневая архитектура системы позиционирования в гетерогенных сетях NR-Wi-Fi.

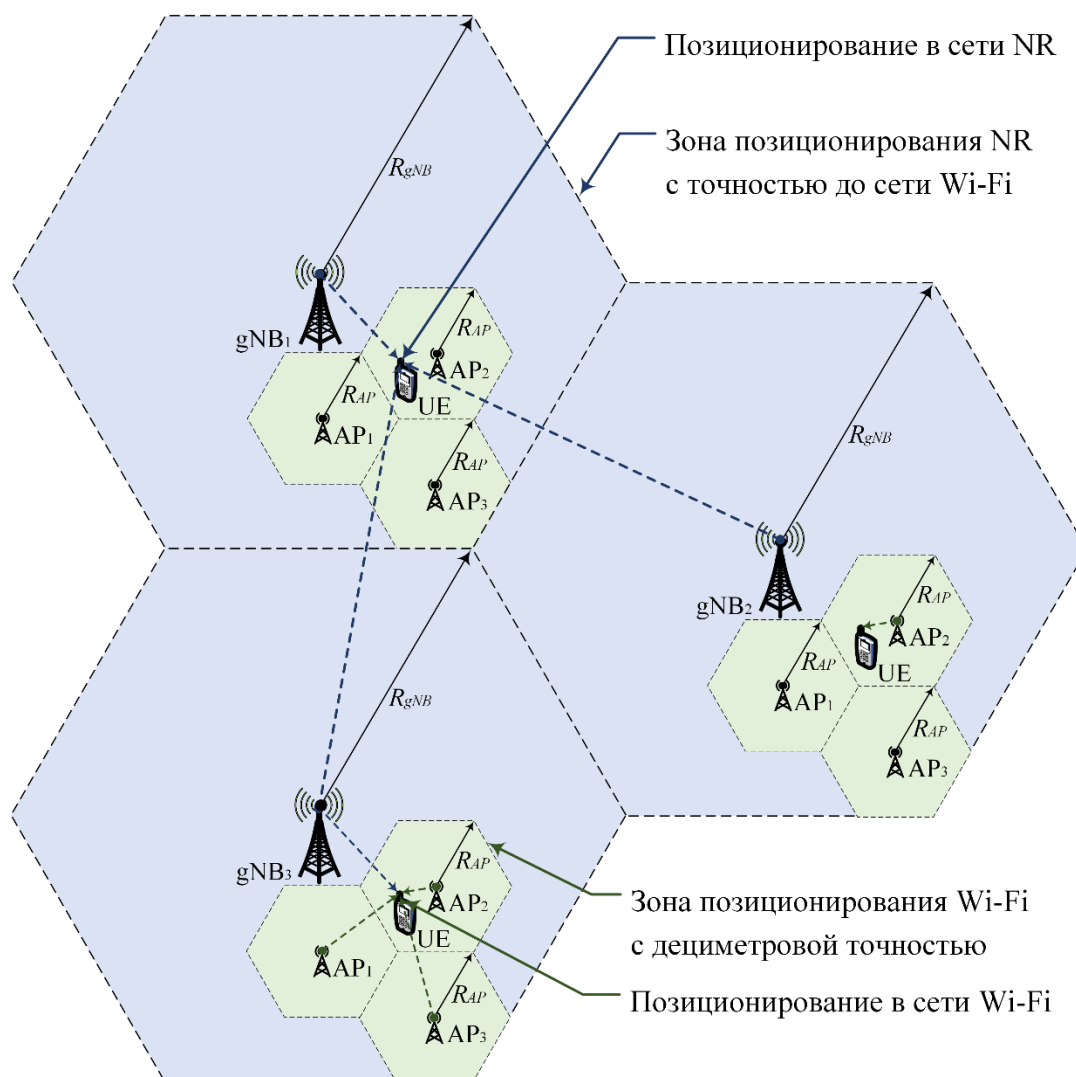


Рис. 1. Двухуровневая система позиционирования NR-Wi-Fi

Достижение дециметровой точности оценки координат (ОК) устройств гетерогенных сетей реализуется посредством вторичной обработки сигналов БЛС стандарта IEEE 802.11az [13].

Стандарт 802.11az, называемый технологией позиционирования следующего поколения NGP (*Next Generation Positioning*), позволяет устройствам-станциям STA определять свое местоположение (МП) относительно опорных точек доступа AP с известным МП.

В имитационной модели (ИМ), рассматриваемой далее согласно [14], выполняются первичные дальномерные (ДМ) измерения по сигналам IEEE 802.11az и их вторичная обработка в зависимости от отношения сигнал/шум SNR (*signal-to-noise ratio*) и территориального распределения (рис. 2).

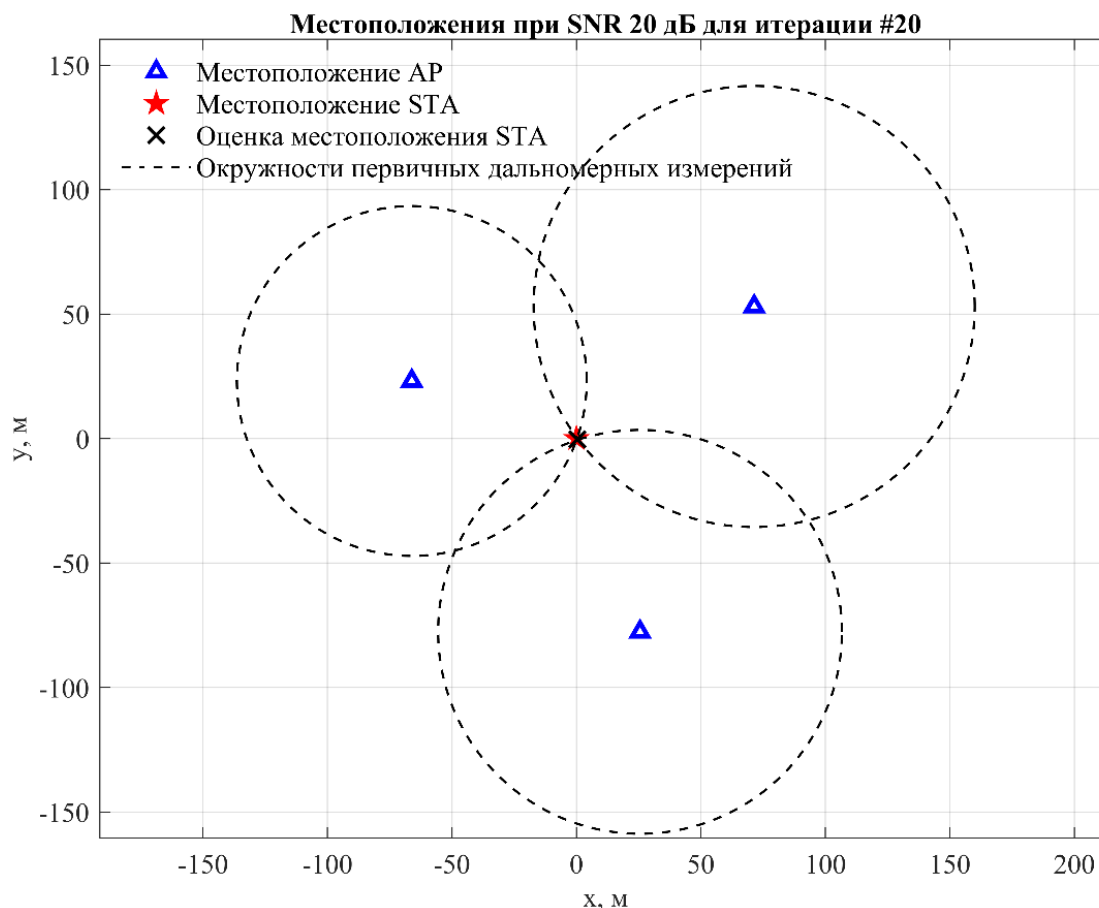


Рис. 2. Пример сценария территориального распределения STA и AP

Также выполняется оценка погрешности первичных ДМ измерений в радиолинии AP-STA в зависимости от SNR путем ее сравнения с истинным расстоянием AP-STA. В ИМ производится инициализация числа итераций, числа значений SNR и числа точек доступа AP. В каждой итерации используется различное территориальное распределение AP, реализация многолучевого радиоканала и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

В результате формируется интегральная функция распределения ИФР/CDF (*Cumulative Distribution Function*) ошибки первичных ДМ измерений по всем итерациям и радиолиниям STA-AP (рис. 3, см. ниже), а также ИФР ошибки ОК (рис. 4, см. ниже). Результаты моделирования подтверждают достижимость дециметровой точности оценок координат, а также увеличение вероятности достижения дециметровой точности с ростом SNR.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00528, <https://rscf.ru/project/22-29-00528/>

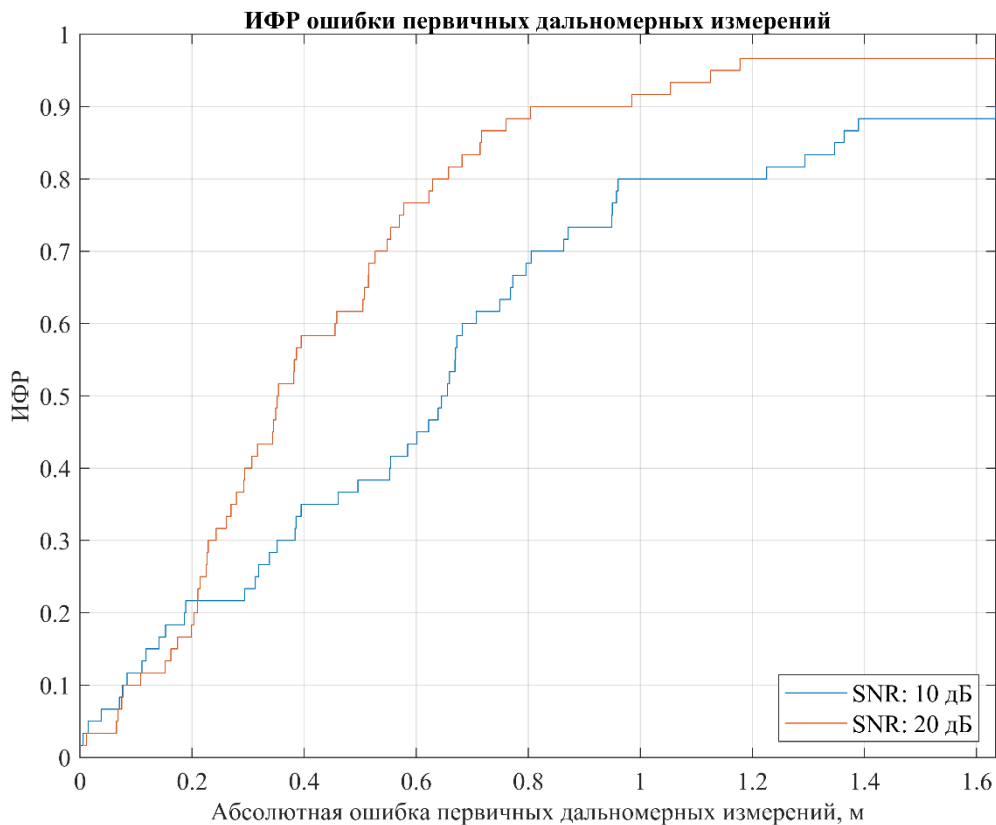


Рис. 3. ИФР ошибки первичных дальномерных измерений

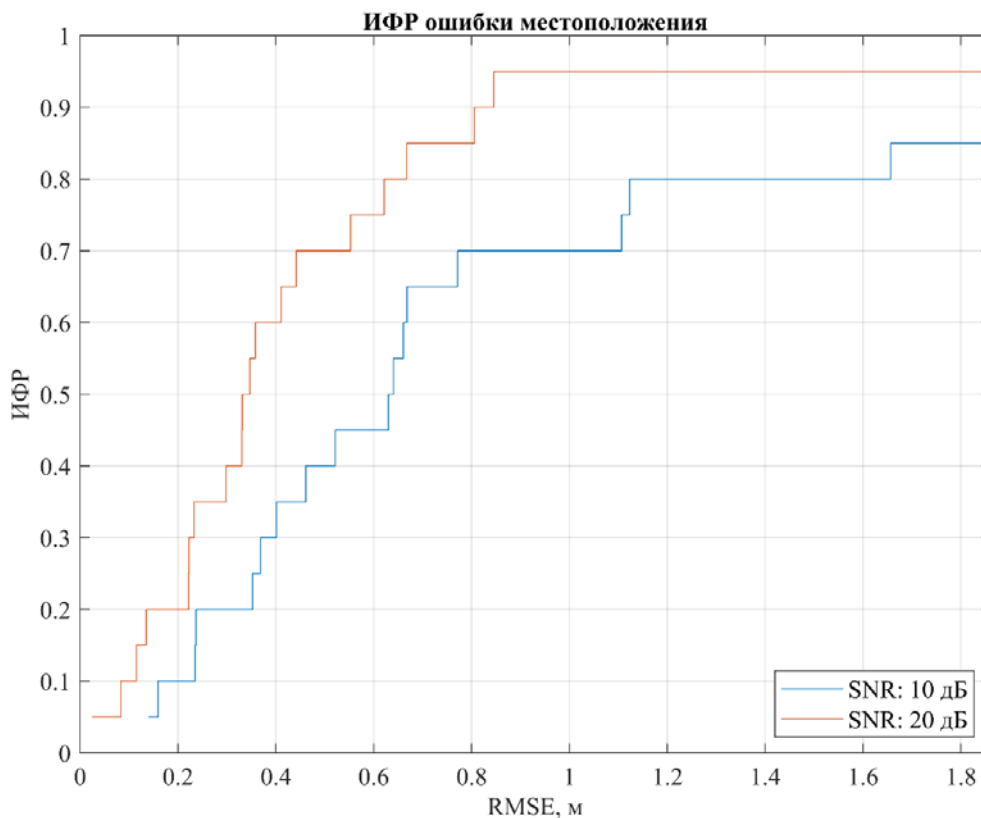


Рис. 4. ИФР ошибки оценки местоположения на плоскости

Список используемых источников

1. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.
2. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. СПб. : СПбГУТ, 2014. С. 124–128.
3. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
4. Фокин Г. А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 2-х т. СПб. : СПбГУТ, 2015. Т. 1. 170–173.
5. Степутин А. Н., Ромашенков Н. О., Фокин Г. А. Разгрузка сетей LTE через сети Wi-Fi // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15. № 6. С. 1139–1146.
6. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63.
7. Фокин Г. А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 2. Обработка сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 80–99.
8. Дворников С. В., Фокин Г. А., Аль-Одхари А. Х., Федоренко И. В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.
9. Фокин Г. А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М. : Горячая Линия – Телеком. 2021. 456 с.
10. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
11. Фокин Г. А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
12. Фокин Г. А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37.
13. IEEE Approved Draft Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 4: Enhancements for positioning. IEEE P802.11az/D7.0, 2022. URL: <https://standards.ieee.org/ieee/802.11az/7226/> (дата обращения 10.01.2023).
14. 802.11az Positioning Using Super-Resolution Time of Arrival Estimation. MathWorks, Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/wlan/ug/802-11az-indoor-positioning-using-super-resolution-time-of-arrival-estimation.html> (дата обращения 10.01.2023).

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СИСТЕМ СВЯЗИ

УДК 621.39
ГРНТИ 49.27

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИИ

В. А. Авдяков, А. Ю. Бухинник, П. Е. Щербатый

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В настоящее время широко и повсеместно применяются аналого-цифровые преобразователи в различных радиоэлектронных устройствах. Рассмотрены особенности разработки аналого-цифровых преобразователей на основе дельта-модуляции с учетом изменения параметров шага квантования, особенностей восстановления сигналов на основе цифровых фильтров.

дельта-модуляция, АЦП, цифровой фильтр, компрессия.

Преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму осуществляется в основном с помощью импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) или дельта-модуляции (ДМ), которая получила широкое применение в устройствах цифровой обработки сигналов начиная с шестидесятых годов.

Многочисленные виды ИКМ основываются на дискретизации во времени, квантования по уровню и кодированием разности между входным и аппроксимирующим сигналом. ДМ характеризуется связью между шагом квантования и является более помехоустойчивой чем ИКМ. При пропадании или трансформации кодовых посылок значительного сбоя, как при ИКМ, не происходит.

Так как разностный сигнал изменяется в более узком диапазоне, чем входной, при одинаковой разрешающей способности кодеков, разрядность ДМ всегда ниже кода ИКМ. Именно это обстоятельство делает привлекательным применение ДМ во многих устройствах передачи информации, где

требуется иметь повышенную помехозащищенность. Ввиду адаптивности ДМ более эффективная, по ряду показателей качества, чем ИКМ для обработки непрерывных, нестационарных, случайных сигналов.

Кроме шумов квантования, для ДМ, характерны шумы перегрузки по крутизне, когда копия сигнала не успевает повторять значительное изменение входного сигнала. Шумы перегрузки уменьшают, до заданного значения, соответствующим выбором частоты дискретизации и шага квантования.

Линейный дельта-модулятор с одинарным интегратором является наиболее простым способом дельта-модуляции (ДМ) [1]. В качестве предсказателя в такой схеме выступает интегратор, который может быть реализован на цифровых элементах, тогда его характеристики близки к характеристикам идеального интегратора, либо в виде простой интегрирующей RC-цепочки. Структурная схема модулятора с одинарным интегратором показана на рис. 1.

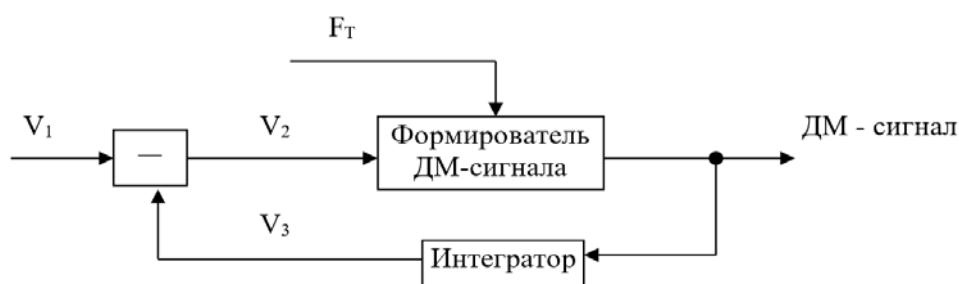


Рис. 1. Структурная схема модулятора с одинарным интегратором

Интегратор характеризуется изменением напряжения на его выходе, при поступлении на его вход дельта-импульсов от формирователя. За начальный момент времени принят момент поступления управляющего импульса. Мгновенное значение отклика через один тактовый интервал (T) от этого момента называется шагом квантования модулятора и обозначается через δ . Если $T \leq t$ мгновенное значение отклика уменьшается с ростом t по экспоненциальному закону.

На верхней границе режима квантования скорость изменения входного сигнала по абсолютной величине становится соизмеримой с максимальной возможной скоростью изменения копии, то есть:

$$\delta/T = \delta F_T.$$

Если $|dV_1/dt| > \delta F_T$, режим квантования переходит в режим перегрузки, где заметно увеличиваются искажения преобразуемых сигналов. Дельта-модулятор не перегружен, если $|dV_1/dt| \leq \delta F_T$.

Когда перегрузки нет (режим квантования), копия сигнала отличается от самого сигнала не более чем на δ В. Уменьшение δ с целью уменьшения

амплитуды ошибок квантования (шумов квантования) не всегда возможно, так как это может вызвать перегрузку дельта-модулятора при заданной F_T .

Другой границей режима квантования является режим холостого хода (ХХ). При ХХ модулятора его выходное напряжение представляет собой последовательность чередующихся положительных и отрицательных импульсов, при правильном выборе параметров интегратора.

Рассмотрим защищенность различных сигналов от шумов квантования на выходе канала.

При передаче гармонического, испытательного сигнала, защищенность равна [1]:

$$A_3 = 10 \lg \frac{(2 \div 3) F_T^3}{8 \pi^2 f^2 \Delta f},$$

где: F_T – тактовая частота преобразования; f – частота преобразуемого гармонического сигнала; Δf – ширина полосы частоты преобразуемых сигналов.

Эту формулу описал де-Ягер [1] в 1952 году. Им же доказано что стоящий в скобках коэффициент следует принять для речевых сигналов близким к 3,2. Следовательно:

$$A_3 = 10 \lg \frac{3,2 F_T^3}{8 \pi^2 f^2 \Delta f}.$$

Структурная схема ДМ с двойным интегратором может быть выполнена в виде каскадного соединения двух интегрирующих RC-цепочек, как показано на рис. 2.

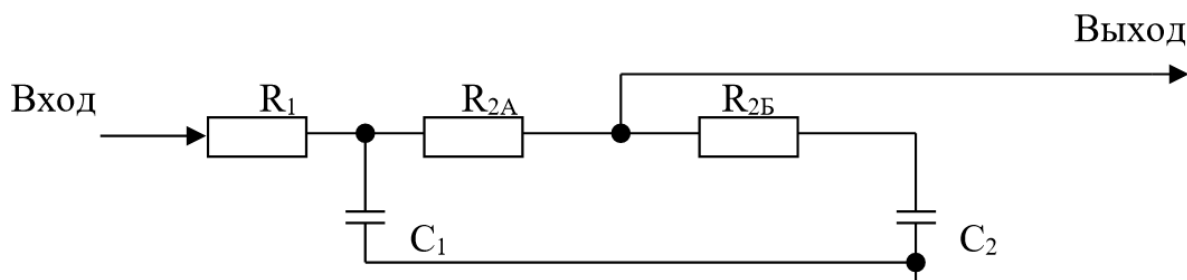


Рис. 2. Структурная схема ДМ с двойным интегратором (выполнена в виде каскадного соединения двух интегрирующих RC-цепочек)

Отклик такого интегратора на импульс, амплитуда которого равна m_0 , а длительность равна T , может быть записана как [2]:

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0, \text{ при } t < 0, \\ m_0 - \frac{m_1}{-2\pi f_1/F_T} e^{-2\pi f_1 t} + \frac{m_2}{-2\pi f_2/F_T} e^{-2\pi f_2 t}, \text{ при } 0 \leq t < T, \\ m_1 e^{-2\pi f_2(t-T)} - m_2 e^{-2\pi f_2(t-T)}, \text{ при } t \geq T, \end{cases}$$

где:

$$m_1 = \frac{f_2}{f_3} \times \frac{f_3 - f_1}{f_2 - f_1} (1 - e^{-2\pi f_1/F_T}) m_0,$$

$$m_2 = \frac{f_1}{f_3} \times \frac{f_3 - f_2}{f_2 - f_1} (1 - e^{-2\pi f_2/F_T}) m_0,$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi (R_{2A} + R_{2B}) C_2},$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_{2B} C_2}.$$

Будем полагать, что $f_1 < f_2 < f_3$ и значит:

$$\delta = \varphi(T) = m_1 - m_2 = 2\pi \frac{f_1 f_2}{f_3 F_T} m_0.$$

Переход от ДМ с одинарным интегратором к ДМ с двойным интегратором оказался возможным, когда интегратор перестали рассматривать как простой сумматор, поступающих на него кодовых посылок и начали рассматривать его как предсказатель ожидаемых изменений исходного сигнала. Предсказание осуществляется по кодовым посылкам, полученным на выходе модулятора в предшествующие моменты времени. При использовании двойного интегратора скорость изменения копии сигнала корректируется каждой кодовой посылкой, поступающей на его вход. Этот процесс во многом аналогичен процессам, происходящим в астатических системах автоматического регулирования второго порядка. Длительность отклика интегратора примерно равна $3/2\pi f_1$ секунд. Интервал корреляции речевого сигнала не превышает средней длительности слога и примерно равен 2–3 мс [3]. Поэтому из условия:

$$\frac{3}{2\pi f_1} = (2 \div 3) 10^{-3} \text{ с}$$

найдем, что при передаче речи следует принять $f_1 = 160 \div 240$ Гц.

Во-вторых, длительность переднего фронта отклика должна быть примерно равна интервалу корреляции производной исходного сигнала [3].

Длительность переднего фронта отклика двойного интегратора примерно равна $3/2\pi f_2$. Применительно к передаче речевого сигнала интервал корреляции равен $0,4 \div 0,6$ мс. Отсюда следует, что f_2 должно находиться в пределах: $800 \div 1200$ Гц.

Изменение отклика $\varphi(t)$ за любой тактовый интервал в пределах переднего фронта отклика должно быть больше, чем за любой последующий интервал:

$$\varphi(T) > \varphi(2T) - \varphi(T) > \varphi(3T) - \varphi(2T).$$

Решая неравенство найдём:

$$f_1 + f_2 < f_3 < \frac{1}{2\pi} F_T + f_1 + f_2.$$

Это требование к $\varphi(t)$ вытекает из соображений устойчивости модема в режиме ХХ.

Модулятор устойчив, если воздействие кодовой посылки на интегратор вызывает каждый раз более интенсивные изменения, возникающие за это же время от действия любой из предшествующих кодовых посылок.

Явным признаком неустойчивой работы модулятора в режиме ХХ является образование на его выходе пакетов из трёх и более положительных или отрицательных посылок. Склонность к самовозбуждению модулятора повышается с ростом f_3 . Уменьшение f_3 , с другой стороны, ведёт к возрастанию искажений от перегрузки. Устойчивость модулятора тесно связана, с его способностью быстро реагировать на изменение входного сигнала.



Рис. 3. Сигнал и его копии (1 и 2)

На рис. 3 показано типичное поведение копии сигнала при $f_3 \rightarrow \infty$ (копия 1). Система в данном случае инерционна и копия не успевает за изменениями исходного сигнала. При $f_3 \rightarrow f_2$, а $f_2 \rightarrow \infty$, интегратор преобразуется в одинарный. Копия сигнала при этом может резко изменять свою крутизну (копия 2). Однако максимальное значение крутизны ограничено и значительные перегрузки неизбежны.

Поэтому, значение параметра f_3 должно приниматься близким, но несколько меньшим, к значению $\frac{1}{2\pi} F_T + f_1 + f_2$.

Поступление дельта-импульсов на интегратор изменяет не только абсолютное значение копии сигнала, но и значение её первой производной. Каждая положительная кодовая посылка изменяет крутизну копии на следующем интервале. Значительного инерционного изменения копии от сигнала не произойдёт, если изменение его крутизны будет менее интенсивное, чем возможное изменение крутизны копии, то есть [1]:

$$\left| \frac{d^2 U_2}{dt^2} \right| < \frac{\varphi(2T) - \varphi(T)}{T^2} - 2\pi(f_3 - f_2 - f_1)F_T \delta.$$

Практически достаточно, чтобы левая часть неравенства была меньше правой на 10–20 %, то есть чтобы:

$$\left| \frac{d^2 U_2}{dt^2} \right| < (0,8 - 0,9)2\pi(f_3 - f_2 - f_1)F_T \delta.$$

При выполнении этого условия модем находится на грани перегрузки. В этом и близком к нему режиме почти разрушаются корреляционные связи между ошибками квантования. Это означает равномерность спектрального распределения шумов квантования в интервале $[0; 0,5]$ и возможность использования формулы для расчетов, связанных с нахождением максимума защищенности сигнала от шумов квантования.

Таким образом, при передаче гармонического сигнала:

$$\left| \frac{d^2 U_1}{dt^2} \right|_{\text{MAX}} = (2\pi)^2 \sqrt{2} f_c U_1,$$

где: $\frac{d^2 U_1}{dt^2}$ – изменение крутизны сигнала; f_c – частота сигнала; U_1 – эффективное напряжение сигнала.

Следовательно, учитывая предыдущее выражение:

$$A_3 \approx 10 \lg 1,2 \times 10^{-2} \frac{F_T^3 (f_3 - f_2 - f_1)^2}{f_c^4 \Delta f}.$$

Увеличение защищенности на 6–10 дБ, при переходе от дельта – модулятора с одинарным интегратором к дельта модулятору с двойным интегратором, характерен для большинства видов преобразуемых сигналов [8].

Рекомендации по разработке АЦП на основе дельта-модуляции

Низкоскоростной кодек рекомендуется строить как кодек с двойным РС-интегратором в цепи обратной связи, с мгновенным и слоговым компандированием и выходным фильтром с полосой пропускания до 2,7 кГц. Достижимый максимум защищенности сигнала от шумов квантования в таком

кодеке при $F_T = 16$ кГц равен 16,8 дБ (коэффициент нелинейных искажений – около 4 %). Однако, с учетом задания на дипломный проект, при котором $A_{з \min}$ для частоты испытательного сигнала $f_{с \text{ исп.}} = 1$ кГц, должна соответствовать 20 дБ, принимаем F_T равным 24 кГц.

Мгновенное и слоговое компрессирование целесообразно осуществлять по четырехэлементным пакетам однотипных символов. Отношение постоянных времени разряда и заряда слогового компрессора рекомендуется принять 10.

Коэффициент увеличения шага при мгновенном компрессировании рекомендуется принять равным 1,4÷1,5. Увеличение шага может быть реализовано путем кратковременного шунтирования резистора основного RC-интегратора дополнительным резистором.

По ширине динамического диапазона низкоскоростной кодек не отличается от обычного, (ширина диапазона определяется отношением потенциалов E_2/E_1 (рис. 2.10)).

Увеличением тактовой частоты кодека в 1,5 раза (до 24 кГц) можно увеличить защищенность передачи от шумов квантования на 5,8 дБ (уменьшить коэффициент нелинейных искажений испытательного сигнала в 2 раза, до 2 %).

Список используемых источников

1. Стил Р. Принципы дельта-модуляции. М. : Связь. 1979. 368 с.
2. Венедиктов М. Д. Дельта-модуляция. Теория и применение. М. : Связь. 1976. 271 с.
3. Котович Г. И., Ламекин В. Ф. Проектирование дельта-преобразователей речевых сигналов. М. : Радио и связь. 1986. 190 с.
4. Трофимов Б. Е., Щербатый П. Е. Устройство передачи сигналов методом дельта-модуляции. Пат (А.с.) 1429332 СССР; заявка – № 4185003; заявл. 22.01.87; опубл. 07.10.88.
5. Трофимов Б. Е., Щербатый П. Е. Холостой ход дельта-кодера с двойным интегрированием в цепи обратной связи // Сборник научных трудов учебных институтов связи. М-во связи СССР / Под ред. М. А. Сиверс и др. Ленинград : ТУИС ЛЭИС. 1990. Вып 151. С. 100–108.
6. Трофимов Б. Е., Щербатый П. Е., Бухинник А. Ю. Дельта-модулятор. Пат (А.с.) 1474850 СССР; заявка – № 4240321; заявл. 05.05.87; опубл. 23.04.89.
7. Щербатый П. Е. Расчет шумов квантования при имитационном моделировании процессов в кодеках с дельта-модуляцией // Сборник научных трудов учебных институтов связи / Ленинград : ТУИС СПбГУТ. 1994. С. 123–127.
8. Белами Дж. Цифровая телефония. М. : Эко Трендз, 2004. 640 с.

УДК 538.931
ГРНТИ 29.17.15

ОЦЕНКА СНИЖЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ МЕМБРАН ИЗ МЕТАЛЛОВ 5 ГРУППЫ ПРИ РАБОТЕ С СО-СОДЕРЖАЩИМИ ГАЗАМИ

**В. Н. Алимов, А. О. Буснюк, С. Р. Кузенов,
А. И. Лившиц, Е. Ю. Передистов**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Мембраны из металлов 5 группы являются перспективной альтернативой палладиевым мембранам для получения особо чистого H_2 благодаря их значительно большей производительности и меньшей стоимости. Однако, при работе с газовыми смесями, образующихся при конверсии углеводородных топлив, которые содержат химически активный СО, производительность мембран из металлов 5 группы может быть резко снижена. В работе приводится оценка снижения производительности мембран из металлов 5 группы при работе с СО содержащими газами.

водородная энергетика, транспорт водорода через многослойные металлические мембраны, ленгмюровская адсорбция.

Плотные металлические мембраны обладают 100 %-ой селективностью по водороду и способны за одну стадию извлекать из газовых смесей (в том числе образующихся при конверсии углеводородного сырья) ультрачистый водород. В силу 100 %-ой селективности, степень чистоты водорода, извлечённого такой мембраной, *не зависит от состава газовой смеси* и определяется лишь теми примесями, которые загрязняют его *после* прохождения сквозь мембрану. Обычно для извлечения сверхчистого водорода из газовых смесей используются мембраны из сплавов Pd. Вопреки принятому мнению об уникальной способности Pd пропускать водород, оказалось, что транспорт водорода сквозь решётку металлов 5 группы происходит на порядки быстрее [1, 2]. Это обусловлено тем, что по сравнению с Pd в ОЦК решётках металлов 5 группы атомы H обладают значительно более высокой подвижностью и в этих металлах существенно выше растворимость водорода. Однако, поверхность этих химически активных металлов покрыта неметаллическими плёнками (в основном оксидами), блокирующими как диссоциативную абсорбцию молекул H_2 в решётку металла, так и ассоциативную (в виде молекул H_2) десорбцию атомов H, протиффундировавших сквозь металлическую решётку. В результате, мембраны из V, Nb, Ta практически непроницаемы для водорода [3]. Соответственно, входная

и выходная поверхности мембран из этих металлов (или их сплавов) покрывается тонким слоем Pd, который (1) обеспечивает катализ диссоциативно-ассоциативных процессов при абсорбции-десорбции молекул H_2 , (2) защищает мембрану от коррозии при рабочих температурах (300–600°C) в химически активных газовых смесях.

Эксперимент по изучению стационарного потока через мембрану из металла 5 группы (Nb), покрытого с обеих сторон одинаковой толщины Pd покрытием в диапазоне давлений 10^{-5} – 10^6 Па был проведен в работе [4] и экспериментально была подтверждена связь между давлением на входе многослойной мембраны P_{in} и стационарным потоком H_2 через эту мембрану [5]. Производительность такой трехслойной мембраны удобно рассматривать в виде отношения проникающего потока H_2 через мембрану j , измеряемому на выходе мембраны к падающему на входную сторону мембраны j_{inc} , т. е. в виде вероятности проницаемости $\chi = j/j_{inc}$. При вакуумных давлениях на выходе мембраны $P_{out} = 0$, связь между χ и P на входе мембран можно выразить в виде:

$$1 = \chi \cdot \left[\frac{1}{\alpha_{in}} + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{out}}} + 2 \cdot Z_{H_2} \cdot \sqrt{\chi \cdot P} \cdot \sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где α_{in} и α_{out} – вероятности диссоциативной абсорбции молекул H_2 на поверхности каталитического покрытия. В случае описания переноса H через мембрану Pd-Nb-Pd, сумма в уравнении и в (1) может быть расписана как:

$$\sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i} = \left(\frac{L_{Pd}}{K_{Pd} \cdot D_{Pd}} \right)_{in} + \left(\frac{L_b}{K_b \cdot D_b} \right)_{in} + \left(\frac{L_{Nb}}{K_{Nb} \cdot D_{Nb}} \right) + \\ + \left(\frac{L_b}{K_b \cdot D_b} \right)_{out} + \left(\frac{L_{Pd}}{K_{Pd} \cdot D_{Pd}} \right)_{out}, \quad (2)$$

где K_{Pd} , K_b , K_{Nb} , D_{Pd} , D_b , D_{Nb} , L_{Pd} , L_b и L_{Nb} – константы растворимости, коэффициенты диффузии и толщины слоев из Pd, Nb слоя, образованного интерметаллидом Pd-Nb. Индексы *in* и *out* соответствуют слоям, примыкающим к входной и выходной стороне мембраны.

Если рассматривать случай симметричной мембраны, т. е. $\alpha_{in} = \alpha_{out} = \alpha$, то в соответствии с (1), в случае достаточно высоких давлений (много превышающих «характеристическое» давление P^*):

$$P \gg P^* = \left(\frac{1}{\alpha \cdot Z_{H_2}} \cdot \frac{1}{\sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i}} \right)^2, \quad (3)$$

и проникающий поток лимитируется стадией диффузии атомов Н в материале мембраны, то вероятность проникновения молекулы Н₂ χ в этом случае равна :

$$j = \frac{0,5 \cdot \sqrt{P}}{\sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i}}, \quad \chi \approx \frac{0,5}{Z_{H_2} \cdot \sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i}} \cdot \frac{1}{\sqrt{P}}. \quad (4)$$

В противоположном случае, т. е. при выполнении неравенства:

$$P \ll P^* = \left(\frac{1}{\alpha \cdot Z_{H_2}} \cdot \frac{1}{\sum_i \frac{L_i}{K_i \cdot D_i}} \right)^2, \quad (5)$$

при вероятности проникновения молекулы Н₂ χ через мембрану при $\alpha_{in} = \alpha_{out} = \alpha$ плотность проникающего потока будет:

$$j = Z_{H_2} \cdot P \cdot \alpha, \quad \chi \approx 0,5\alpha. \quad (6)$$

На рис. 1. продемонстрирован диапазон давлений, где в зависимости от α поток через симметричную мембрану из 100 мкм Pd-Nb-Pd лимитируется либо стадией диффузии Н через материал мембраны, либо стадией диссоциативной абсорбции Н₂ на поверхности Pd.

Расчетов для рис. 1. были выполнены с использованием выражений (3) и (5), в которых входили указанные выше толщины слоев мембраны Pd-Nb-Pd и значения K_{Pd} , K_{Nb} , D_{Pd} и D_{Nb} из литературных данных [6].

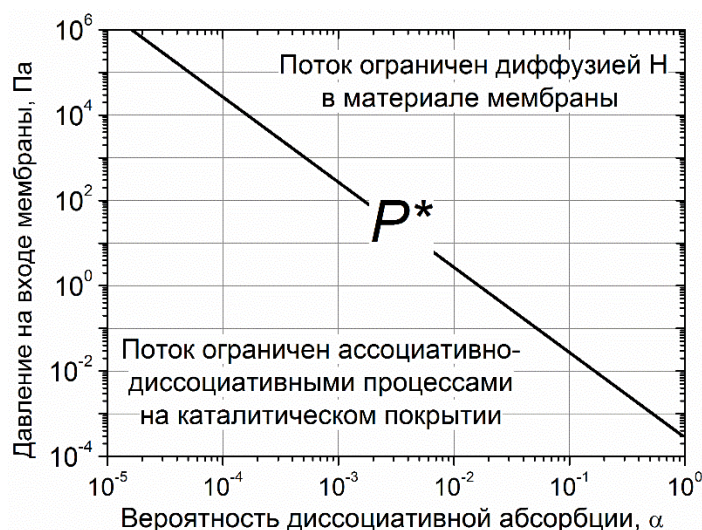


Рис. 1. Сплошная линия показывает характерное давление P^* для мембраны Pd-Nb-Pd, построенная в координатах $P(\alpha)$. Данная линия разделяет области ограничения проникающего потока Н₂ через указанную мембрану: ограничение потока «диффузионным режимом» и ограничение потока «режимом процессов на поверхности» [4]

Поскольку предполагается, что Pd-Nb-Pd мембрана будет работать не с чистым H_2 , а с газовыми смесями, в т. ч. с химически активным CO в газовых смесях, образующегося при конверсии углеводородных топлив, это приводит к снижению производительности мембран, покрытых каталитическим Pd покрытием, из-за конкурентной адсорбции CO на химически активных участках Pd покрытия. Иными словами, присутствие в водородсодержащей смеси молекул CO снижает число доступных мест для диссоциативной адсорбции H_2 на поверхности каталитического покрытия, т. е. снижает α .

В работах [7–9] с помощью методов инфракрасной спектроскопии изучались энергетические характеристики константы равновесия адсорбции CO на атомарно-чистой поверхности Pd (на гранях (111), (100)), а также с помощью термодесорбционного анализа изучалась кинетика взаимодействия CO с Pd (на гранях (111), (100)). Было установлено, что в температурном диапазоне, представляющим интерес для использования мембран из металлов 5 группы, покрытых Pd покрытием (300–400°C) доля, занятая CO на атомарно-чистом покрытии Pd составляет менее 1 % при равновесном давлении CO $\approx 10^{-4}$ Па [7–9]. Таким образом, можно оценить долю покрытия пользуясь адсорбционной моделью Ленгмюра:

$$\Theta = \frac{K_{ads}(T) \cdot P_{CO}}{1 + K_{ads}(T) \cdot P_{CO}}, \quad (7)$$

где $K_{ads}(T)$ – константа равновесия адсорбции CO на Pd покрытии, P_{CO} – равновесное давление CO. На рис. 2а (см. ниже) представлены температурные зависимости изобар $\Theta(T)$ покрытой молекулами CO атомарно-чистой поверхности Pd покрытия в %, расчет был произведен при значениях $\Delta H = 90$ кДж/моль и $\Delta S = 140$ Дж/К для $K_{ads}(T)$, полученных из литературных данных [8,9]. Расчет зависимостей $\Theta(T)$ на рис. 2а был произведен при условии атомарно-чистой поверхности Pd, давление CO на рис. 2а и 2б приведено из экспериментальной работы, посвященной извлечению из конверсионной смеси H_2 с помощью мембран из металлов 5 группы из продуктов парового риформинга метана [10].

Поскольку при давлении H_2 0,1–1,0 МПа поверхность палладия практически всегда покрыта монослоями углерода, тем не менее даже несмотря на загрязнение углеродом все еще сохраняется каталитическая активность поверхности палладия. В настоящее время остаются еще неясными детали термически активированного процесса растворения молекул на пассивированной углеродом поверхности палладия. Можно предположить, что на поверхности пассивированного углеродом палладия имеются химически активные центры, которые могут являться малочисленными кластерами атомарно-чистой поверхности Pd покрытия, на котором вероятность диссоциативной абсорбции H_2 близка к 1 [11,12]. На самом деле каталитическая

активность этих кластеров по отношению к молекулам H_2 может отличаться от каталитической активности атомарно-чистой поверхности из-за влияния соседствующих, покрытых углеродом, площадей Pd покрытия. Тем не менее, мы попытались сделать оценку сверху для изменения $\alpha(T)$ за счет присутствия CO принимая во внимание вышесказанные оценочные суждения.

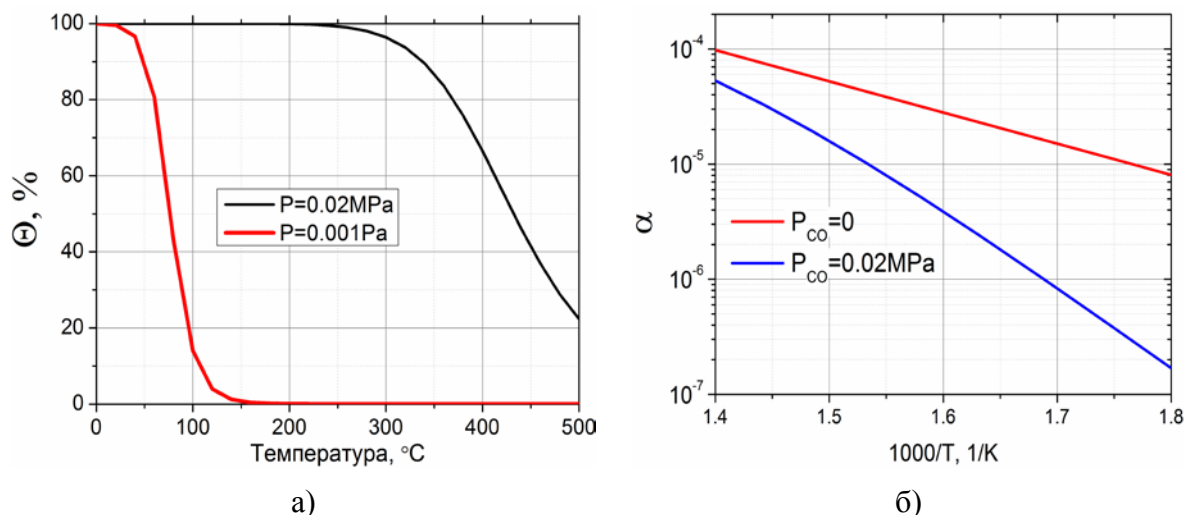


Рис. 2. а) зависимость покрытия палладия CO от температуры при равновесных давлениях CO 0,001 Па и 0,02 МПа, б) температурная зависимость $\alpha(T)$ при парциальном давлении CO на входе мембраны 0 и 0,02 МПа, давление H_2 в обоих случаях 0,6 МПа

На рис. 2б произведен расчет для $\alpha(T)$ для условий эксперимента по использованию мембран из ОЦК-сплавов ванадия, покрытых палладием, для извлечения H_2 из продуктов конверсии CH_4 (парциальное давление H_2 в смеси 0,5 МПа. Расчет был проведен для случая $\alpha_{in} = \alpha_{out} = \alpha$ и парциальном давлении CO $2 \cdot 10^4$ Па, используя температурную зависимость α для случая взаимодействия Pd покрытия с H_2 при давлениях $\geq 0,1$ МПа [13]:

$$\alpha(T) = 0,6 \cdot \exp\left(\frac{-50200 \frac{\text{Дж}}{\text{МОЛЬ}}}{RT}\right) \cdot (1 - \theta(T)). \quad (8)$$

При $T = 300^\circ\text{C}$ содержание такого количества CO на порядок уменьшает α и это может быть критическим для использования мембран из металлов 5 группы в области давлений 0,1–1,0 МПа, если принять во внимание данные на рис. 1.

Таким образом, наличие CO в газовых смесях, образующихся при конверсии углеводородных топлив, в количествах даже на порядок меньших, чем H_2 , может заметно снизить производительность мембран из металлов 5 группы, покрытых каталитическим Pd покрытием. Следовательно, для

обеспечения высокой производительности мембранных фильтров из металлов 5 группы требуется подавлять СО на выходе риформинга до содержания на 2–3 порядка меньшего, чем H_2 в конверсионной смеси.

Список используемых источников

1. Hatano Y., Watanabe K., Livshits A., Busnyuk A., Alimov V., Nakamura Y., Hashizume K., Effects of bulk impurity concentration on the reactivity of metal surface: sticking of hydrogen molecules and atoms to polycrystalline Nb containing oxygen // *J. Chem. Phys.*, 127, (2007) 1–13.
2. Буснюк А. О., Ноткин М. Е., Григориади И. П., Алимов В. Н., Лившиц А. И. Термическая деградация палладиевого покрытия водородопроницаемых мембран из нобия // *ЖТФ*. 2010. № 80. С. 117–124.
3. Cooney D. A., Way J. D., Wolden C. A., A Comparison of the Performance and Stability of Pd/BCC Metal Composite Membranes for Hydrogen Purification // *Int. J. Hydrog. Energy* (2014) 19009–19017.
4. Alimov V. N., Hatano Y., Busnyuk A. O., Livshits D. A., Notkin M. E., Livshits A. I. Hydrogen permeation through the Pd–Nb–Pd composite membrane: Surface effects and thermal degradation // *Int. J. Hydrogen Energy* (2011) 7737–7746.
5. Pick M. A., Greene M. G., Strongin M. // *J. Less-Comm. Met.* 1980, V. 73, p. 89. 88. Waelbroeck F. Influence of Bulk and Surface Phenomena on the Hydrogen Permeation through Metals // Report JUL-1966, Kemforschungsanlage Jtilich GmbH. 1984.
6. Fromm E., Gebhardt E. (Eds.) *Gase und Kohlenstoff in Metallen*, Springer, Berlin, 74 (1976).
7. Xingcai Guo and John T. Yates Jr., Dependence of effective desorption kinetic parameters on surface coverage and adsorption temperature: CO on Pd (111). *The J. of Chem. Phys.* (1989) 90, 6761;
8. Eriksson M., Ekedahl L.-G, Real time measurements of hydrogen desorption and absorption during CO exposures of Pd: hydrogen sticking and dissolution, *Applied Surface Science* 133 (1998) 89.
9. Y.-Watanabe K.; Fukutani H. Adsorption and desorption processes of CO on the Pd(110) surface: Isothermal kinetics measurements. *J. Chem. Phys.* 112, 7652–7659 (2000).
10. Alimov V. N., Bobylev I. V., Busnyuk A. O., Kolgatin S. N., Peredistov E. Yu., Livshits A. I. Fuel processor with vanadium alloy membranes for converting CH_4 into ultrapure hydrogen to generate electricity via fuel cell // *Applied Energy* 269 (2020) 115148.
11. Лившиц А. И. Взаимодействие перегородок с неравновесными газами в случае абсорбции с диссоциацией // *ЖТФ*. 1976. Т. 46. В. 2. С. 328–338.
12. Лившиц А. И., Ноткин М. Е., Пустовойт Ю. М., Самарцев А. А. Поглощение и пропускание водорода металлами в неравновесных условиях // *Препринт ИАЭ-3516/8*, М. 1981, 57 с.
13. Alimov V. N., Bobylev I. V., Busnyuk A. O., Notkin M. E., Peredistov E. Yu., Livshits A. I. Hydrogen transport through the tubular membranes of V-Pd alloys: Permeation, diffusion, surface processes and WGS mixture test of membrane assembly. *J. Membr. Sci.* 549 (2018) 428–437.

УДК 534.2
ГРНТИ 29.35.17**EXPERIMENTAL INVESTIGATION
OF THE LOG-AMPLITUDE VARIANCE
AND TRAVEL-TIME VARIANCE FOR SOUND WAVE
PROPAGATION IN RANDOM MEDIA****T. A. Andreeva**

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunication

Sound wave amplitude and travel time were measured under laboratory conditions. These parameters were measured for different propagation distances, intensity of turbulent fluctuations, integral scales of the fluctuations produced in the grid-generated wind tunnel turbulence. The ratio of the travel time and log-amplitude variances is investigated and compared to the numerical and theoretical predictions available on the wave statistics.

sound wave propagation, travel time variances, log-amplitude variances turbulence, random media, statistical radiophysics.

The paper extends the analysis of acoustical wave propagation through turbulent media under laboratory conditions [1, 2]. The ultrasonic techniques have been used in the previous work [3] wherein a locally isotropic velocity field was realized by introducing a grid in a uniform flow, as shown in Fig. 1. Two parameters were measured in the experiment: travel time and amplitude of the ultrasound wave as a function of distance of acoustical wave propagation for two different flow velocities. The aim of the paper is to analyse the ratio of the variances of the travel time fluctuations and log-amplitude fluctuations versus the wave parameter.

The transit-time principle is based on modification of the time of flight of the ultrasound by the fluid velocity along the line of flight path between two ultrasonic transducers as shown in Fig.1.

$$t = \int_s \frac{dx}{c+u} \approx t_0 + \frac{1}{c^2} \int_s u dx, \text{ where } u = U \sin \alpha + u', \quad (1)$$

where x – is the direction along the sound propagation path, t_0 is the travel time in the undisturbed media, U is the mean velocity, c is the sound speed, u' is the component of the velocity fluctuations along the path of the ultrasound and s is the path length between two transducers. Since the turbulence is isotropic its behavior is not a function of spatial direction. In the Eq. (1) we neglected the terms of order U/c , U^2/c^2 . The measurements were collected in a wind tunnel of 107 cm length with a 29.8×29.5 cm rectangular test section. Turbulent velocity

fluctuations were generated by a bi-planar grid with mesh size $M = 1.27$ cm placed at the entrance of the test section. Path length was changed from 0.0508 m to 0.254 m. For each of the different lengths, a variance of the travel time is calculated as:

$$\sigma_t^2 = \langle (t - \langle t \rangle)^2 \rangle, \quad (2)$$

where triangular brackets indicate time averaging. The measurements were collected at 0.53 m downstream of the grid. The mean flow velocity U was 18 m/s, 20 m/s. The corresponding Reynolds numbers Re were 7200 and 8400. Isotropy and homogeneity of the turbulent flow was ensured by the location of the experimental setup, namely, $25 < x/M < 45$. The experimental data were taken at 0.53 m downstream of the grid. The streamwise integral length scale l of the streamwise velocity fluctuations is estimated using the decay law:

$$\frac{l}{M} = 0.13 \left(\frac{x}{M} - 3 \right)^{0.4} \quad (3)$$

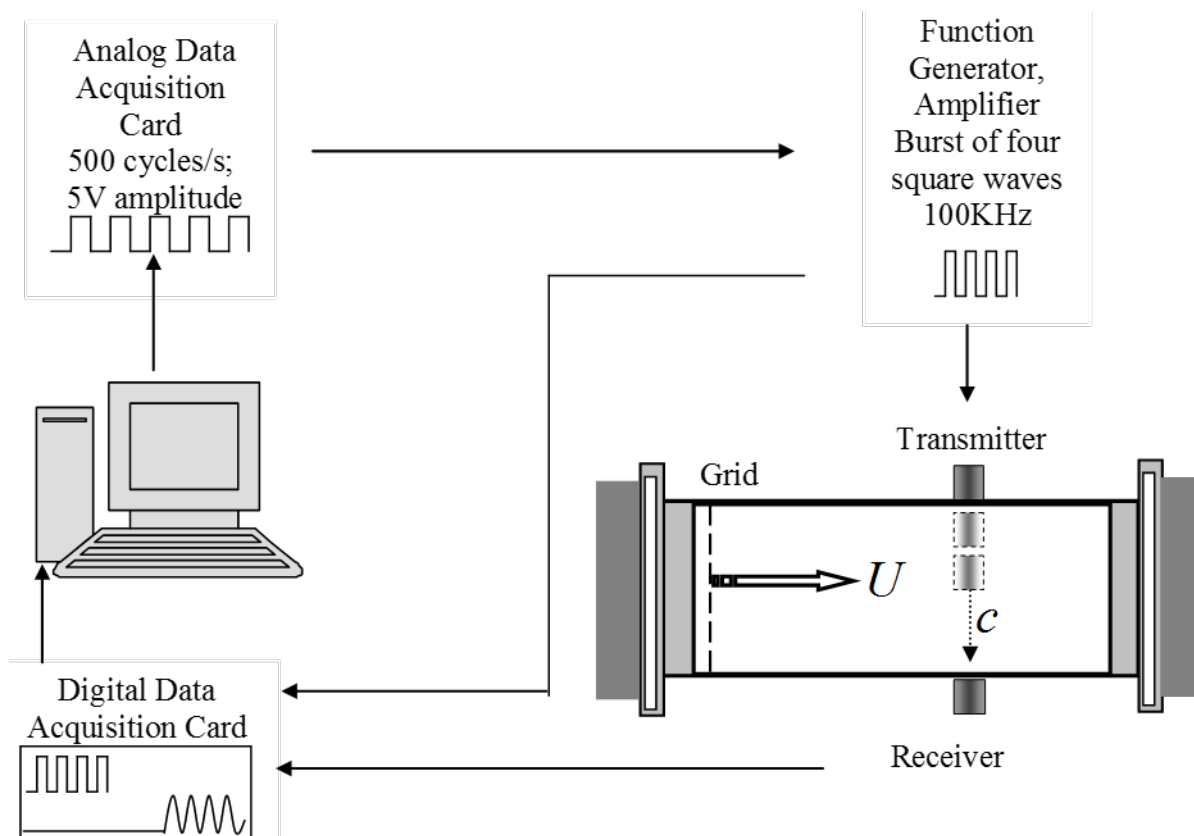


Fig. 1. Block diagram of the experiment

According to Eq. (2) the streamwise integral scale corresponding to the location of the transducers is $l \cong 7 \cdot 10^{-3} m$. For the maximum sound path propagation $s = 0.25 m$ the first Fresnel's zone is $\sqrt{\lambda s} = 2.7 \cdot 10^{-2}$, where k is the wavelength, while the largest integral scale corresponds to the size of the grid. Hence, the measurements were taken in the zone of Fresnel diffraction [4].

In this set of the experiments we define the level of amplitude fluctuations is expressed as $\chi = \ln(A^{received} / A^{transmitted})$, where $A^{received}$ and $A^{transmitted}$ are the amplitudes of the received and transmitted waves measured in the presence of the grid. The wave parameter characterizes the magnitude of diffraction, and is defined as:

$$D = \frac{x}{kl^2}. \quad (4)$$

In Fig. 2 experimental data represent the ratio of the variances of the log-amplitude fluctuations and travel time versus the wave parameter D for two different flow velocities. It follows from the Fig. 2 that the ratios decrease for larger values of the wave parameter. Analytical and numerical analysis of the ratio is presented in [5].

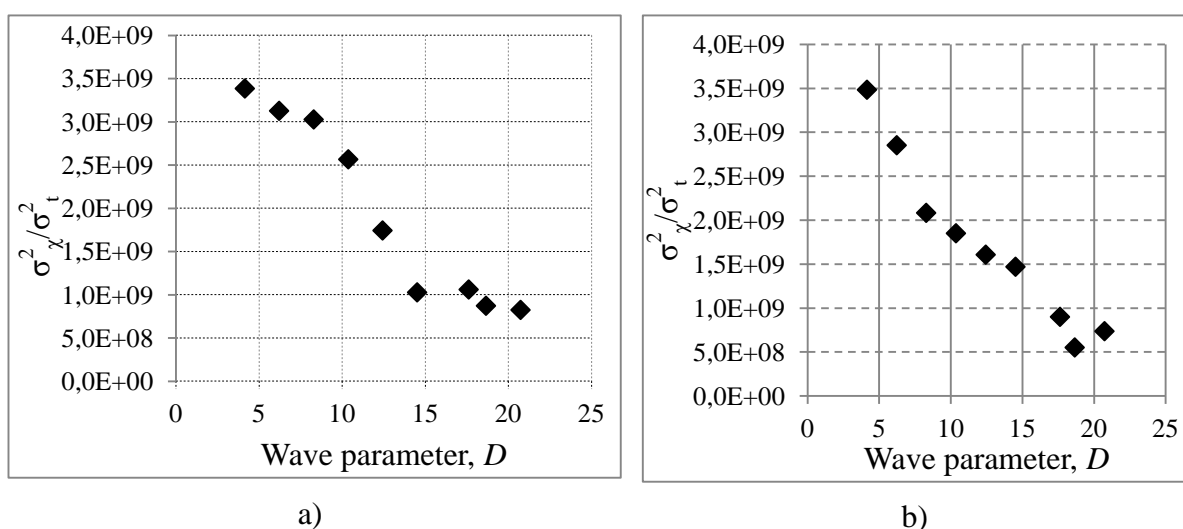


Fig. 1. Ratio of the variances of the log-amplitude fluctuations and travel time versus the wave parameter D : a) Flow velocity $U = 20$ m/sec, b) Flow velocity $U = 18$ m/sec

In conclusion it can be stated that while laboratory settings do not provide complete similarity with outdoor conditions, these facilities allow studying each effect separately in well-controlled and reproducible physical conditions. The main goal of the paper was to use the experimental data for the ratio of the log-amplitude and travel time variances for describing sound propagation for describing sound propagation in statistically isotropic random moving media reproduced in laboratory conditions. This approach might apply in such areas as sound propagation in the atmospheric boundary layer with temperature and wind velocity fluctuations, propagation through turbulent flows in wind tunnels, jets, and laboratory experiments.

References

- [1]. Tatarski, V. I. The Effect of tire Turbulent Atmosphere on Waves Propagation. Jerusalem : Israel Program for Scientific Translation, 1971. 600 p.

- [2]. Rytov. S. M. Kravtsov, Yu. A. and Tatarskii. Y. I. Elements of Random Process Theory: Principles of Statistical Radiophysics. Berlin : Springer-Verlag, 1987. Vol. 4.
- [3]. Andreeva T. A. and Durgin W. W. Wind tunnel investigation of sound attenuation in turbulent flow // Ultrasonics. 2015. Vol. 61. PP. 15–19.
- [4]. Андрианов М. Н., Корбаков Д. А., Пожидаев В. Н. Влияние турбулентности тропосферного канала на пропускную способность спутниковых систем связи в условиях Арктики // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 9. PP. 6.
- [5]. Ostashev V. E. and Wilson D. K. Strength and wave parameters for sound propagation in random media // Journal of the Acoustical Society of America. 2017. Vol. 141 (3). PP. 2079–2092.

Доклад представлен на XI Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (АПИНО 2022). 15-16 февраля 2022 года.

УДК 621.382.3, 621.396.6, 621.374.3, 51-73
ГРНТИ59.14, 47.14, 47.33, 29.19.31

РЕАЛИЗАЦИЯ ДРОБНОСТИ В ДЕЛИТЕЛЯХ С ДРОБНО-ПЕРЕМЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ

Д. С. Баранова, Ю. А. Никитин, Ф. В. Таран, В. А. Юрова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассмотрено применение конечных автоматов на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления в системах активного цифрового синтеза частот. Приведен пример возможного варианта построения поглотителя импульсов в ДДПКД, который позволяет реализовать максимальное быстроедействие выбранной элементной базы автомата.

электроника, транзистор-транзисторная логика, конечный автомат, накапливающий сумматор, счетчик импульсов, делитель с дробно-переменным коэффициентом деления, триггер.

Структурная схема реализация делителя с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) с помощью прямо периодного конечного автомата (КА) на основе ДДПКД и накапливающего сумматора (НС) приведена на рис. 1 [1]. В этом случае выходной период пропорционален коэффициенту деления $K = [K] + \{K\} = [K] + \alpha/Q$, $\alpha = 0, 1, 2, \dots, Q - 1$, Q – модуль дробности.

Поскольку $[K] = [K] + 1$, т. е. $K \in ([K], [K])$, можно записать:

$$N = \frac{[K](Q-\alpha) + [K]\alpha}{Q}$$

В таком автомате НС используют для реализации дробности коэффициента деления K .

Тактируют НС импульсами выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, поэтому требования к его быстродействию ослаблены в $[K]$ раз. А с учетом того факта, что быстродействие счетчика импульсов (СИ) значительно выше, чем быстродействие НС и может быть сделано равным быстродействию первого триггера счетчика, двухуровневые КА такого вида применяют (в виде ДДПКД) в микроволновых синтезированных генераторах на основе колец ИФАП для синтеза частот и информационных сигналов.

Временные диаграммы работы двухуровневого КА на основе ДДПКД для случая $P = 16, Q = 7$ приведены в таблице 1 и на рис. 2 (см. ниже).

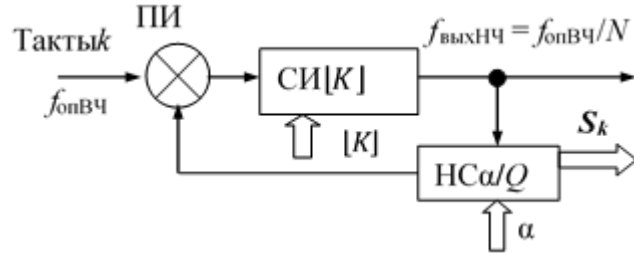


Рис. 1. Структурная схема двухуровневого КА на основе ДДПКД

ТАБЛИЦА 1. Диаграмма работы КА на основе ДДПКД

<i>k</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
<i>j</i>	0		1		2		3		4		5		6		7		8		9		10		11	
<i>A</i>	0		2		4		6		9		11		13		16		18		20		22		25	
<i>B</i>	-3		0		2		4		6		9		11		13		16		18		20		22	
<i>K</i>	3		2		2		2		3		2		2		3		2		2		2		2	
<i>S_j</i>	7≡0		2		4		6		1		3		5		7≡0		2		4		6		1	

Здесь j – номера выходных импульсов.

$$K_j = \left[j \frac{P}{Q} \right] - \left[(j-1) \frac{P}{Q} \right], S_j = Q \left\{ j \frac{P}{Q} \right\}$$

A *B*

Заливкой в табл. 1 выделен период неравномерности структуры выходного потока импульсов T_s .

Изменение коэффициента пересчета СИ организуют с помощью НС и ПИ (рис. 1). Средний за период неравномерности T_s коэффициент деления:

$$K = \frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q K_j$$

равен требуемому, причем $K \in ([K]; \lceil K \rceil)$, где $\lceil K \rceil$ – оператор выделения целой части числа K , строго большей этого числа.

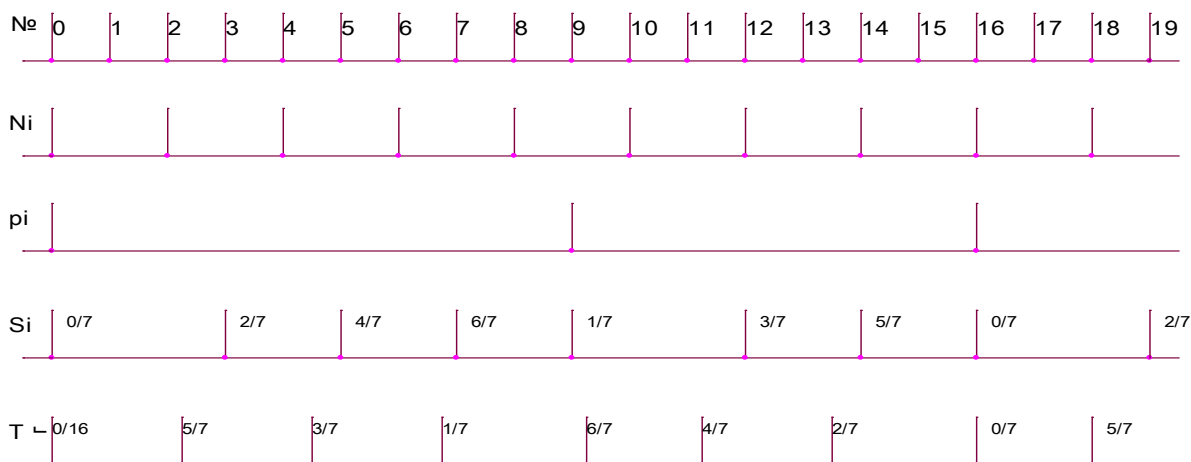


Рис. 2. Временные диаграммы на выходах ДДПКД для случая $P = 16, Q = 7$

В случае использования автоматов на основе ДДПКД в прямочастотном синтезе, для точной установки $f_{\text{выхНЧ}}$ необходимо изменять емкость Q НС каждый раз при смене частот, т. е. иметь НС переменной емкости.

Для правильного управления ДДПКД необходим пересчет кода установки периода в код установки частоты. Требуемую операцию деления выполняет управляющий микропроцессор (МП) – однократно при смене выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$.

В общем случае пересчет выполняется с конечной ошибкой. Ее можно сделать сколь угодно малой, выбирая необходимое число разрядов P . Для этого целесообразно разложить выражение P/Q в цепную дробь по алгоритму Евклида и выбрать подходящую дробь, которая обеспечит необходимую точность [2, 3].

Наиболее жесткие требования к емкости НС в случае синтеза с помощью ДДПКД будут при оценке неточности номинального значения синтезируемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ в долях $\delta = \Delta f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{опВЧ}}$ – относительной неточности (нестабильности) частоты опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ [3]. Действительно, сторонний (идеальный) наблюдатель может измерить выходную частоту $f_{\text{выхНЧ}}$ с погрешностью не лучшей, чем $K\Delta f_{\text{опВЧ}}$. Поэтому в случае двоичного НС требуемое число его разрядов m можно определить как:

$$m \geq 1 + \left\lceil \log_2 \left(\frac{f_{\text{выхНЧ}}^{\text{макс}}}{k\delta f_{\text{опВЧ}}} \right) \right\rceil.$$

Для поглотителя импульсов функцию выхода можно записать аналогично такой же функции НС или ДДПКД:

$$\rho_k = \lfloor k X_\alpha \rfloor - \lfloor (k-1) X_\alpha \rfloor, \rho_k \in (0, 1), X_\alpha \in (0, 1).$$

На рис. 3 приведена возможная реализация ПИ в ДДПКА, а на рис. 4 показаны временные диаграммы в различных характерных точках тракта ДДПКД при $K=4$; $N = P/Q=4+1/6$ [4 – 6].

В этом случае $f_{\text{ВЫХНЧ}} = f_{\text{ОПВЧ}} \times 6/25$ и при $f_{\text{ОПВЧ}} = 1$ МГц, $f_{\text{ВЫХНЧ}} = 240$ кГц при $F_S = 40$ кГц.

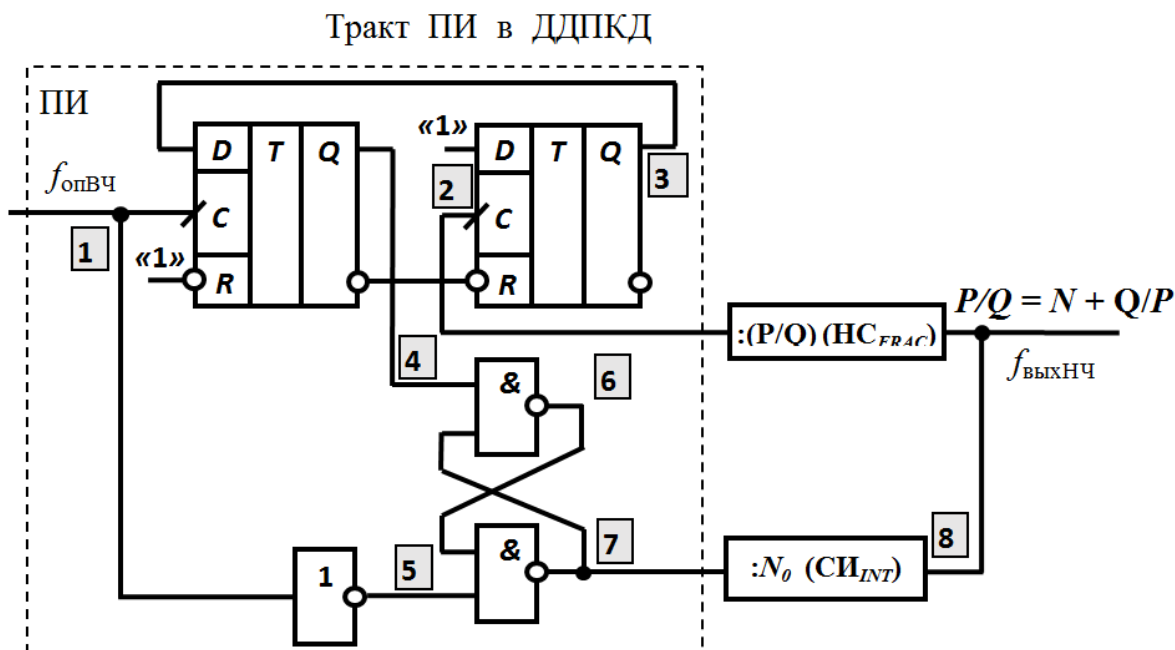


Рис. 3. Возможная реализация тракта поглощения импульсов в ДДПКД

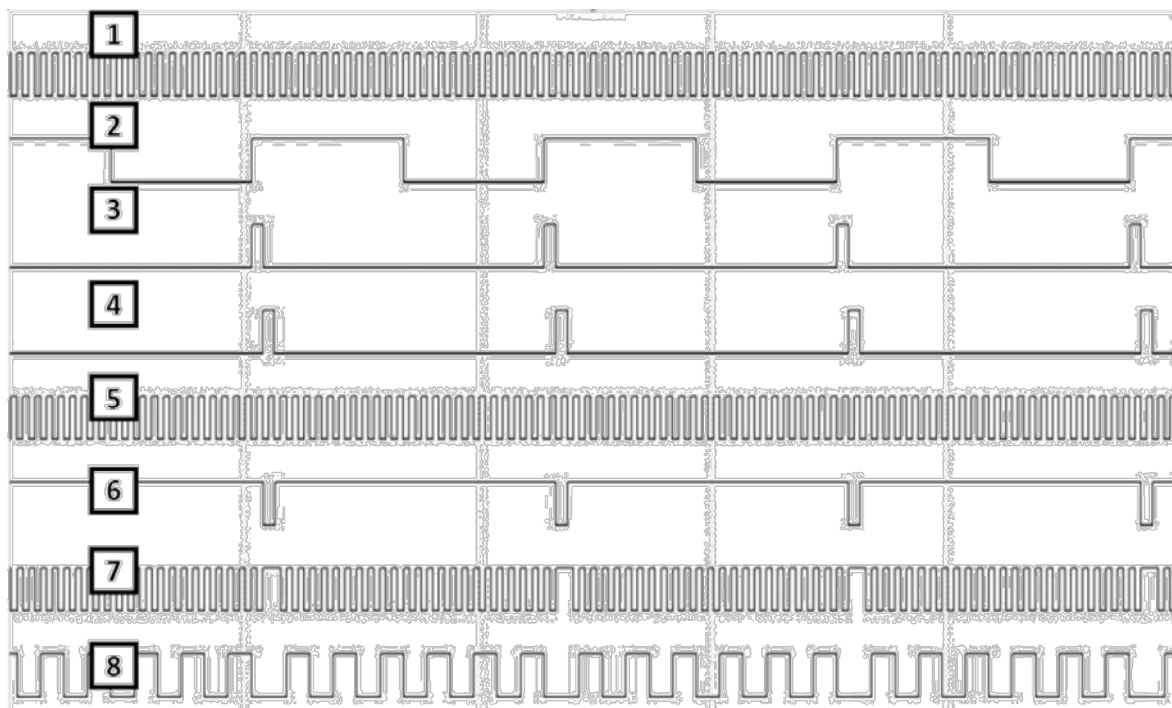


Рис. 4. Временные диаграммы работы тракта поглощения импульсов в ДДПКД

На рис. 5, приведен спектр выходного колебания вида КМ в точке 8 на рис. 3, 4.

Анализ спектра (рис. 5) выходного колебания оптимального КА на основе НС и ДДПКД показывает, что относительный уровень ДПСС достаточно высок, и это не позволяет использовать такие автоматы для синтеза спектрально чистых колебаний.

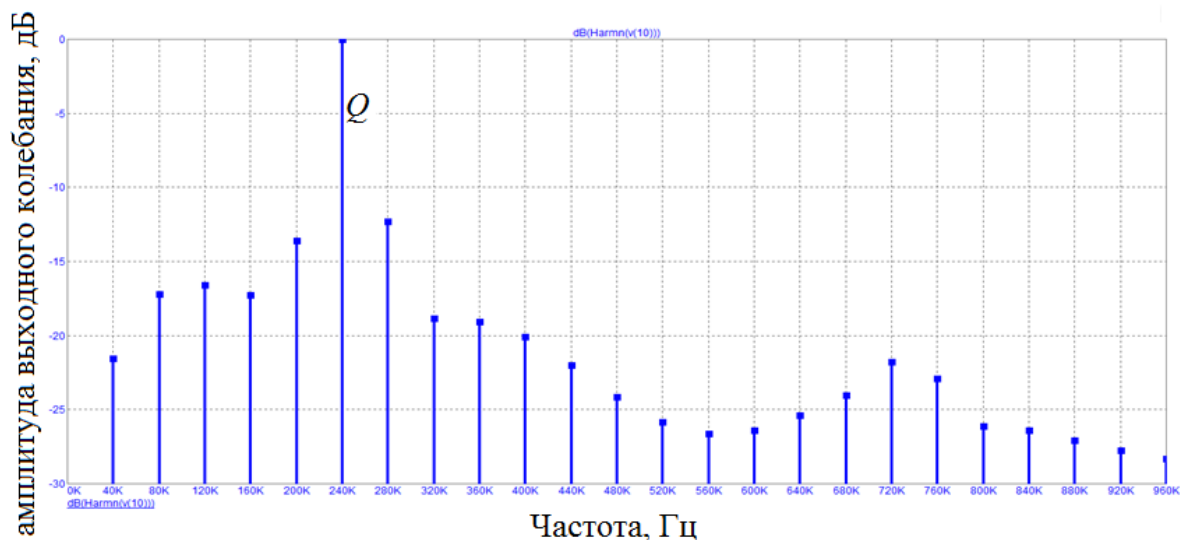


Рис. 5. Спектр выходного колебания вида КМ в точке 8 на рис. 3

На основе проведенного анализа можно сделать вывод, что благодаря этому свойству в большинстве схемотехнических решений цифровые автоматы дополняют цифро-аналоговыми устройствами, использование которых позволяет уменьшить ошибку воспроизведения колебания требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$. Такими устройствами являются управляемое устройство задержки (УУЗ) в случае синтеза двухуровневых колебаний, и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) в случае синтеза многоуровневых колебаний. Получили, что наиболее удобно реализовать ДДПКД с помощью комбинации счетчика импульсов, накапливающего сумматора и поглотителя импульсов. Однако реализация поглотителя импульсов требует взвешенных решений для обеспечения его максимального быстродействия.

Список используемых источников

1. Никитин Ю. А. Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника : монография. СПб. : СПб ГУТ, 2018. 367 с. ISBN 978-5-89160-178-9.
2. Виноградов И. М. Основы теории чисел. М. – Л. : ГИТТЛ, 1940. 112 с.
3. Никитин Ю. А. Определение требований к элементам системы двухуровневого пассивного цифрового синтеза частот // Техника средств связи. Серия ТРС. 1981. № 6. С. 82–89.
4. Филиппов А. Г., Белкин О. С. Проектирование логических узлов ЭВМ. М. : Сов. Радио, 1974. 344 с.

5. Карцев М. А., Брик В. А. Вычислительные системы и синхронная арифметика. М. : Радио и связь, 1981. 360 с.

6. Лейнов М. Л., Качалуба В. С., Рыжков А. В. Цифровые делители частоты на логических элементах. М. : Энергия, 1975. 128 с.

УДК 621.373
ГРНТИ 47.41.31

ОКОННЫЕ ФУНКЦИИ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

Е. А. Брусин

АО «РИРВ»

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Работа посвящена проблеме оценивания параметров сигналов с прямым расширением спектра. Под оцениванием параметров сигналов с прямым расширением спектра понимается оценивание смещения несущей частоты относительно некоторого номинального значения и задержки сигнала по отношению к заданной расширяющей последовательности. Для решения задачи оценивания предлагается подход, основанный на сочетании быстрого преобразования Фурье и оконной функции. В работе обсуждаются вопросы реализации предложенного алгоритма. Приведены результаты анализа эффективности оценивания.

прямое расширение спектра, оконные функции, быстрое преобразование Фурье.

Постановка задачи

В связи с развитием методов цифровой обработки сигналов широкое распространение получило использование процедур быстрого преобразования Фурье (БПФ) для оценивания параметров сигналов с прямым расширением спектра. В частности, такие подходы к оцениванию рассматриваются в работах [1, 2].

В ряде случаев, когда энергетика канала позволяет, интерес представляет оценивание параметров с использованием относительно коротких расширений спектра, коротких выборок сигнала и, как следствие, коротких БПФ. В связи с этим задача данной работы состоит в разработке процедуры оценивания на базе БПФ для коротких выборок сигнала и анализе эффективности предложенных алгоритмов.

Алгоритм оценивания

Будем рассматривать сигнал двухпозиционной фазовой модуляции (ФМ-2), включающий в себя умножение на сигнатуру (расширяющую спектр последовательность). Рассмотрим оценивание параметров сигнала для длительности интервалов наблюдения, составляющего 2 информационного символа. При формировании расширяющей последовательности используем укороченную последовательность Голда длиной $N_I = 2046$. Моделирование происходит на частоте дискретизации, равной удвоенной чиповой скорости. Соответственно длина БПФ составляет 8184.

Собственно, алгоритм оценивания описан в [1]. В ходе реализации алгоритма строится функция неопределённости принимаемого сигнала. Результаты вычисления функций неопределённости для различных реализаций сигнала представлены на рис. 1а и 1б. В обоих случаях начальное смещение по задержке близко к половине символьного интервала. Возможны «удачная» и «неудачная» реализации функции неопределённости. В качестве иллюстрации «неудачной» реализации на рис. 1б показано «расщепление» функции неопределённости.

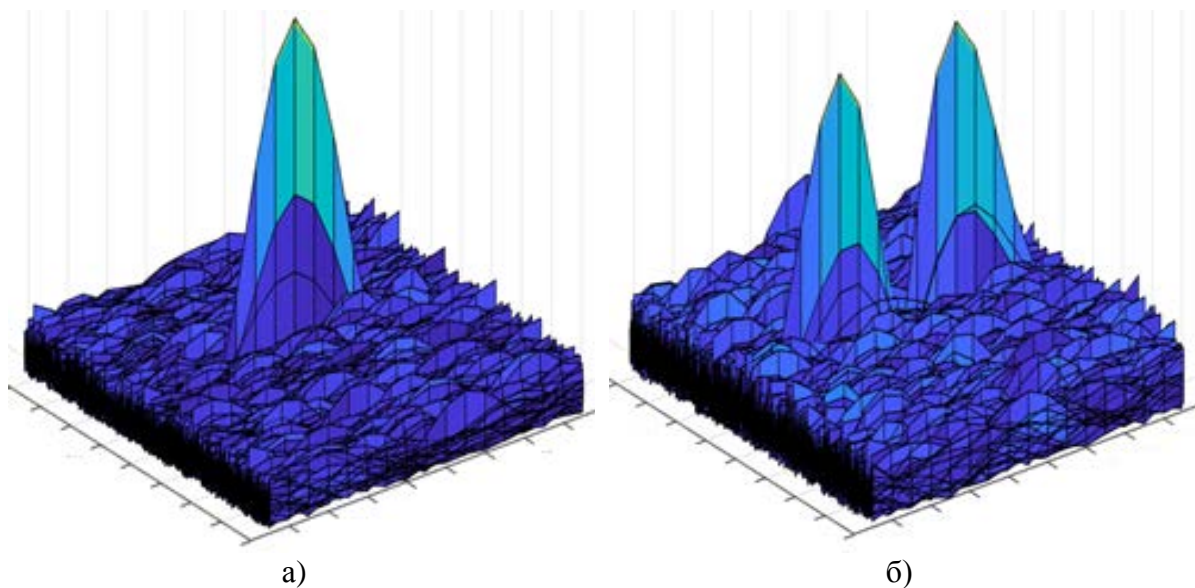


Рис. 1. Реализации функции неопределённости:
а) без расщепления, б) с расщеплением

Результаты моделирования показали, что «расщепление» влияет на эффективность оценивания. В качестве иллюстрации на рис. 2 и 3 представлены зависимости, полученные в ходе моделирования: на рис. 2 – нормированные к информационной скорости дисперсии оценок, полученные при различных смещениях сигнала на передачу, на рис. 3 – вероятности правильного обнаружения смещения также при различных смещениях. L_f на рис. 2 и 3 – указанное смещение, E_S/N_0 – отношения сигнал/шум на чип. Заметим,

что при $L_f = 2196$ дисперсия оценки несущей частоты существенно деградирует. То есть расщепление функции неопределённости приводит к деградации дисперсии оценки несущей частоты в случае, когда L_f близко к половине интервала. Для парирования такого рода эффектов неоднородностей сигналов традиционно используются оконные функции.

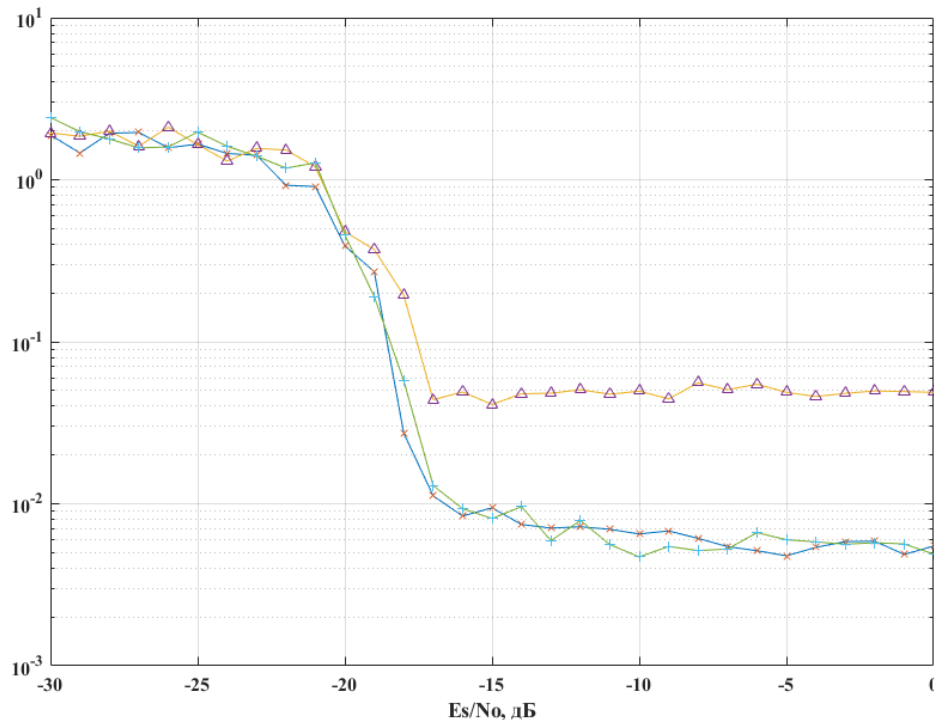


Рис. 2. Дисперсии оценок несущей частоты
> $-L_f = 2196$, * $-L_f = 12$, x $-L_f = 4080$

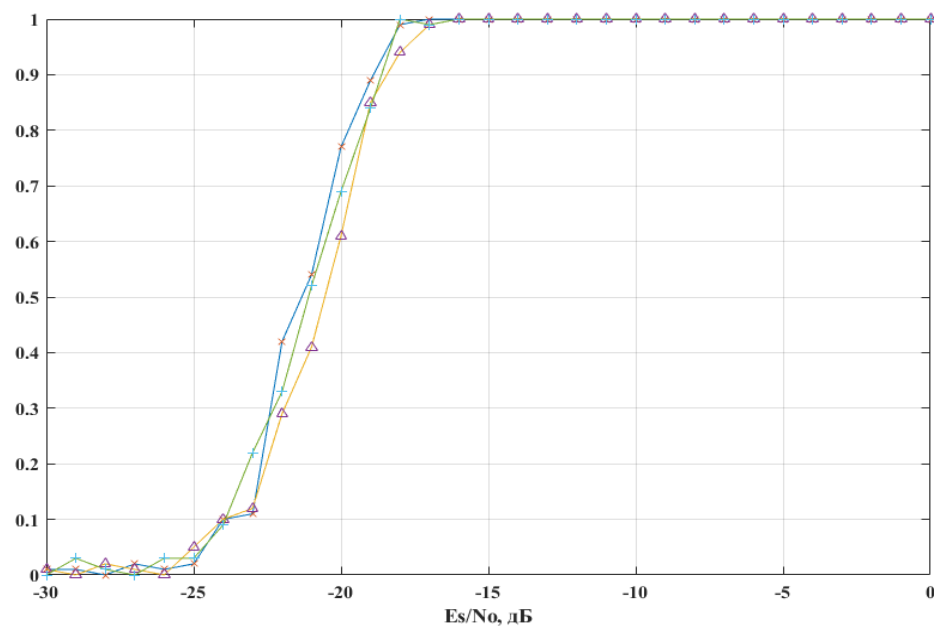


Рис. 3. Вероятность обнаружения
> $-L_f = 2196$, * $-L_f = 12$, x $-L_f = 4080$

В частности, в работе [3] используется сочетание БПФ с окном Хэмминга. Предлагается использовать взвешивания отсчётов окном и для решения поставленной задачи оценивания.

Выбор взвешивающих окон достаточно широк. В качестве такого окна используем окно Парзена [4]. Результаты применения взвешивания представлены на рис. 4, где показаны функции неопределённости, вычисленные без использования взвешивания и с использованием окна Парзена.

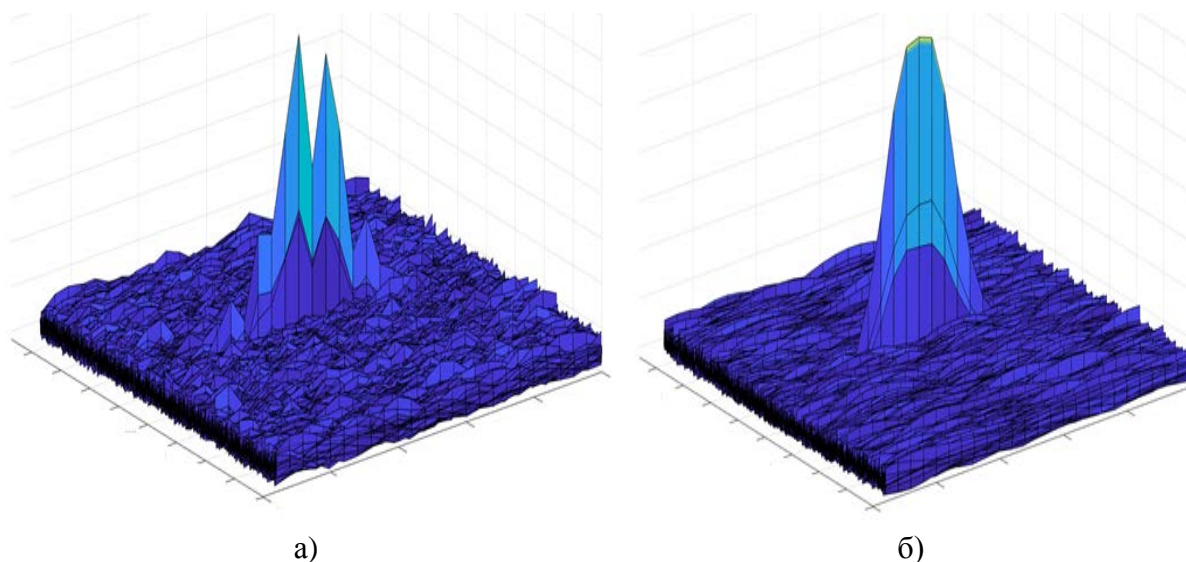


Рис. 4. Функция неопределённости:
а) без взвешивания, б) с взвешиванием окном Парзена

Результаты, полученные при реализации алгоритма оценивания с использованием взвешивающего окна Парзена, иллюстрируют зависимости, представленные на рис. 5. Следует отметить, что дисперсии оценок несущей частоты принимаемого сигнала практически не зависят от начального смещения по задержке. Таким образом, эффект влияния «расщепления» функции неопределённости на эффективность оценивания удалось парировать за счёт использования взвешивающего окна Парзена.

Выводы

Предложен алгоритм оценивания параметров сигнала с прямым расширением спектра, основанный на использовании БПФ в сочетании с оконным взвешиванием. Использование достаточно коротких выборок сигнала и, соответственно, коротких преобразований Фурье позволит реализовать предложенный алгоритм оценивания в реальном масштабе времени.

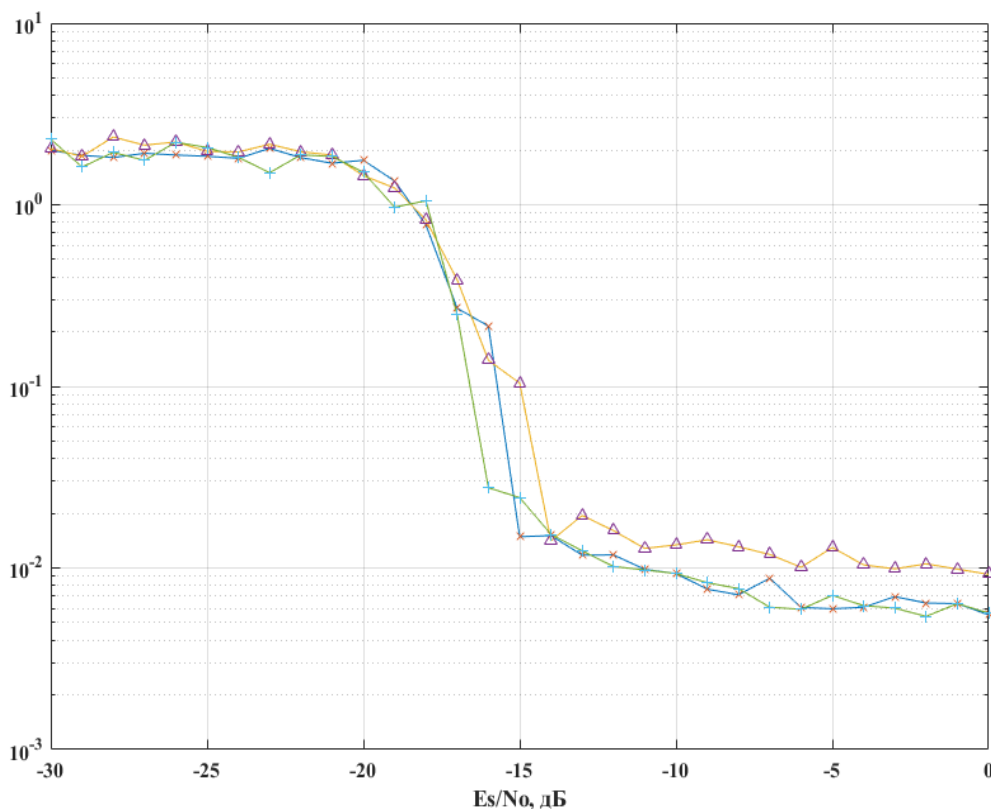


Рис. 5. Взвешивание окном Парзена. Дисперсии оценок несущей частоты

Список используемых источников

1. Брусин Е. А. Реализация алгоритма начальной синхронизации демодулятора сигналов с прямым расширением спектра на основе быстрого преобразования Фурье. Часть 1. Постановка задачи и подход к решению // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 4. С. 21–27. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-21-27.

2. Брусин Е. А. Реализация алгоритма начальной синхронизации демодулятора сигналов с прямым расширением спектра на основе быстрого преобразования Фурье. Часть 2. Оценивание несущей частоты // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 1. С. 21–27. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-21-27.

3. Lingfeng Cheng, Shuyan Ni, Shimiao Chen. An Improved PMF-FFT Algorithm Based on Hamming Window // Journal of Physics: Conference Series 2093 (2021) 012037 OP Publishing, doi:10.1088/1742-6596/2093/1/012037.

4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб. : БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

УДК 621.372.413
ГРНТИ 47.45.33

СИНТЕЗ ФИЛЬТРА СВЧ НА ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

М. А. Васяткин, А. Э. Ланда, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе рассматривается синтез СВЧ фильтра на цилиндрической поверхности, представлена его конструкция, возможные варианты исполнения, некоторые особенности применения связанных линий. Проведен обзор предыдущих вариантов структур устройств частотной селекции на цилиндрической поверхности. В прикладном пакете RFSimm проведено компьютерное моделирование предложенной структуры, представлен макет устройства и результаты проведенных экспериментов. Сделаны выводы о специфике использования связанных линий криволинейного профиля на изогнутой поверхности.

СВЧ, микроволновое устройство частотной селекции, цилиндрическая поверхность, связанные линии, объемный кольцевой резонатор.

В настоящее время существует тенденция к разработке конформных СВЧ устройств. В данной работе представлены несколько вариантов микроволновых частотно-разделительных устройств на цилиндрической поверхности с объемными кольцевыми резонаторами, которые ранее были опубликованы в работах [1, 2, 3].

Модели предлагаемых устройств представлены на рис. 1 и рис. 2. Модель на рис. 1 слева является резонатором на компланарной линии, модель на рис. 1 справа – микрополосковый резонатор на компланарной линии, модель на рис. 2 слева – резонатором на микрополосковой линии (МПЛ), модель на рис. 2 справа – резонаторы на связанных линиях.

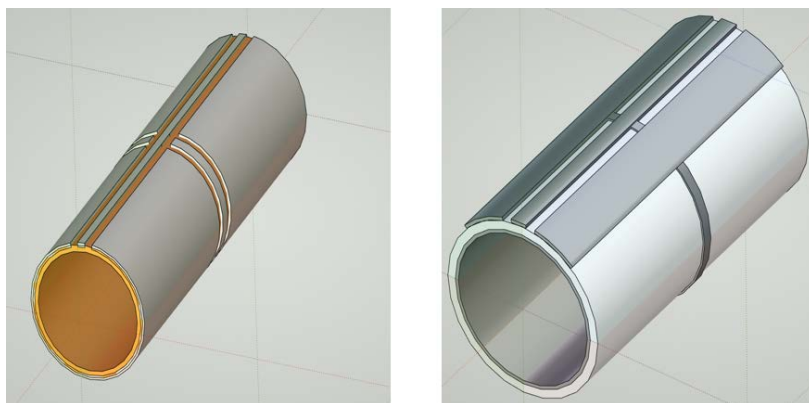


Рис. 1. Модели резонаторов на компланарной линии

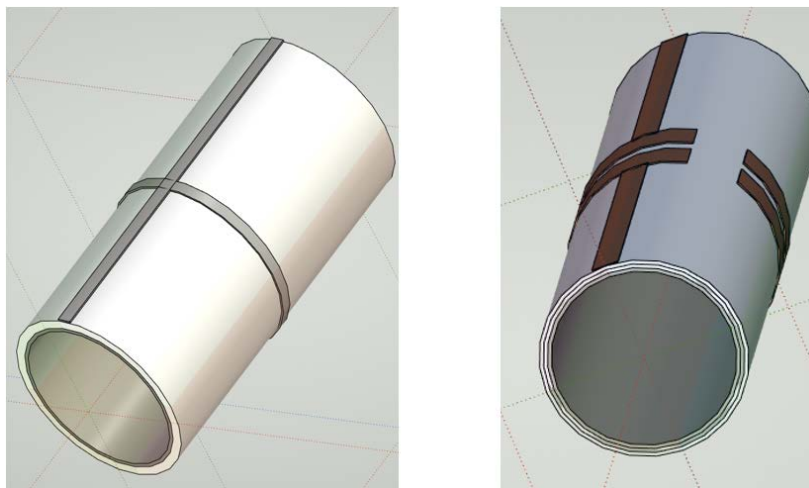


Рис. 2. Модель резонатора на МПЛ (слева)
и модель резонаторов на связанных линиях (справа)

Исследуемые конфигурации являются резонаторами бегущей волны [4, 5], поэтому длина окружности резонатора будет основным параметром, влияющим на резонансную частоту. Рассмотрим конфигурацию устройства с рис. 2 (справа). Расчет резонансной частоты проведем по формуле:

$$f = \frac{c}{\pi * d * \sqrt{\epsilon}}$$

где d – диаметр внешнего кольца.

Выберем для нашего макета $d = 25$ мм и $\epsilon = 2,4$ получаем первую резонансную частоту:

$$f_1 = 2,47 \text{ ГГц}$$

Принципиальная схема устройства на связанных линиях представлена на рис. 3. Результаты эмуляции в прикладном пакете RFSimm99 в полосе частот 2–4 ГГц представлены на рис. 4. Резонанс наблюдается на частоте 2,637 ГГц.

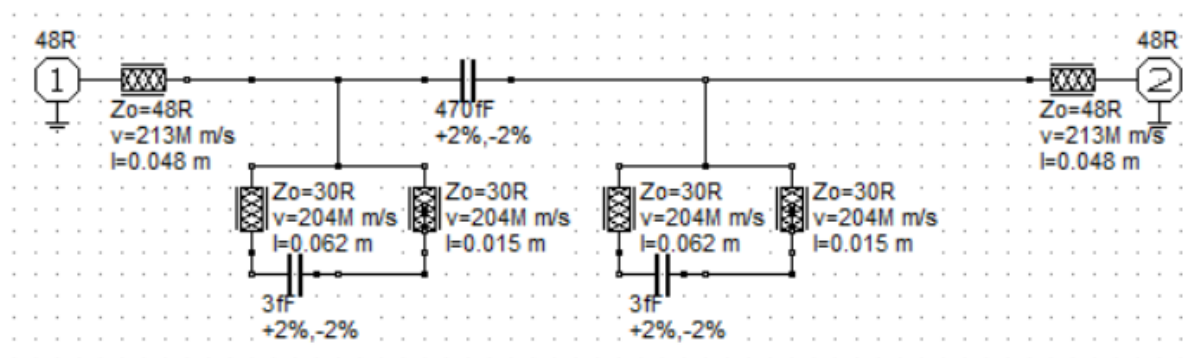


Рис. 3. Принципиальная схема резонаторов и питающей линии

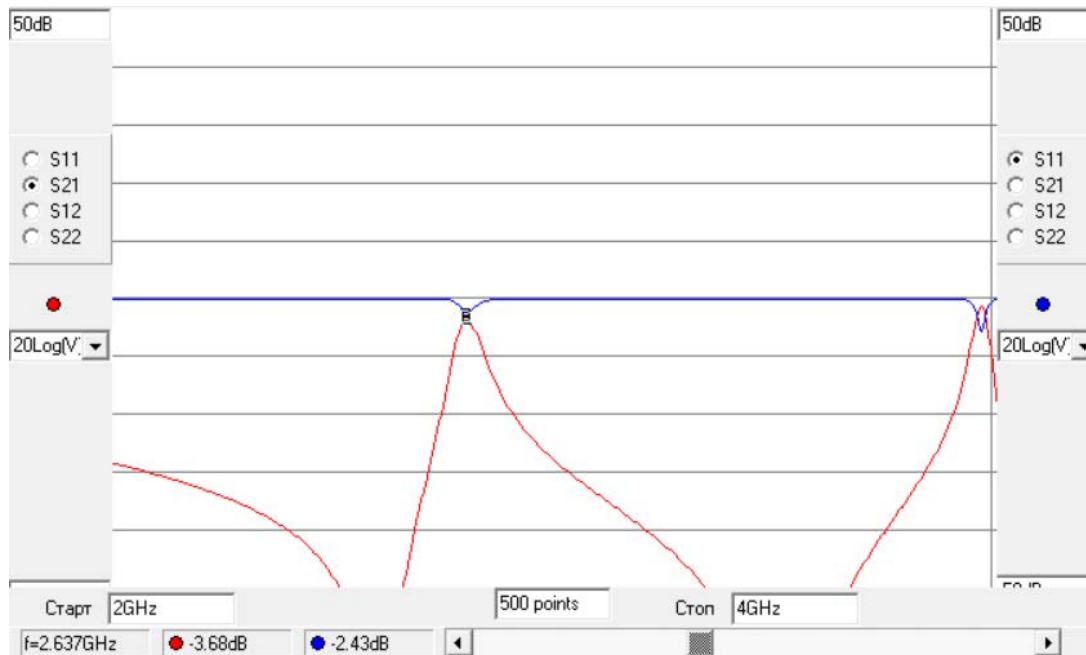


Рис. 4. Частотные характеристики, полученные в RFSimm99

На рис. 5 представлен макет, изготовленный для проведения эксперимента. На рис. 6 представлены результаты эксперимента в частотном диапазоне 2–4 ГГц. Резонанс наблюдается на частоте 2,647 ГГц.



Рис. 5. Макет устройства на связанных линиях



Рис. 6. Характеристика ослабления в частотном диапазоне 2–4 ГГц

Стоит отметить влияние использования связанных линий на изогнутой поверхности, из-за криволинейного профиля достаточно трудно точно оценить значение емкостей связи. Для проверки влияния длины связанных линий на резонансную частоту было произведено их уменьшение на 8 мм. В результате резонансная частота сместилась на 2,98 ГГц.

Результаты исследований по моделям с рис. 1–3 подробно описаны в работах [1, 2, 3]. Для всех моделей было проведено компьютерное моделирование, были изготовлены макеты устройств. Абсолютно рабочей является модель с рис. 2, другие конфигурации нуждаются в доработке.

Подводя итог, в предыдущих работах было предложено несколько вариантов микроволновых частотно-разделительных устройств на цилиндрической поверхности, были созданы макеты данных устройств. Некоторые из них являются рабочими, другие нуждаются в доработке. В целом, синтез СВЧ устройств данной конфигурации является перспективным направлением научно-исследовательской деятельности, так как позволяет размещать устройства конформно на круглых волноводах, коаксиальных кабелях и различных цилиндрических поверхностях, однако, на данный момент существуют некоторые недоработки концепции данных устройств (основной из них является обеспечение питания устройства).

Список используемых источников

1. Васяткин М. А., Ланда А. Э., Седышев Э. Ю. Микроволнового устройства частотной селекции на цилиндрической поверхности // Подготовка профессиональных кад-

ров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2021). Всероссийская научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей: материалы всерос. науч. конф., Санкт-Петербург, 30 нояб. – 2 дек. 2021 г. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 21–24.

2. Бочаров Е. И., Васяткин М. А., Седышев Э. Ю. Исследование микроволнового устройства частотной селекции на цилиндрической поверхности // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 2. С. 516–521.

3. Васяткин М. А., Ланда А. Э., Седышев Э. Ю. Фильтр СВЧ на цилиндрической поверхности // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2022). Всероссийская научно-техническая и научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей: сборник лучших докладов конф., Санкт-Петербург, 6–8 дек. 2022 г. СПб. : СПбГУТ, 2023. С. 39–42.

4. Григорьев А. Д., Янкевич В. Д. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.

5. Бочаров Е. И., Рыбалко И. А., Седышев Э. Ю., Селиверстов Л. А., Сикора Г. Р. Устройства частотной селекции и стабилизации частоты на эллиптических резонаторах // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 3 т. СПб. : СПбГУТ, 2017. С. 426–431.

УДК 621.372

ГРНТИ 47.45.99

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ СИНТЕЗА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА

В. С. Вахрамеева, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Работа посвящена измерению волнового сопротивления полосковых линий СВЧ и оценки точности синтеза полосковой линии с помощью векторного анализатора Nano-VNA (STM32F103C8T6). В работе демонстрируются возможности векторного анализатора, который позволяет получить зависимость номинала волнового сопротивления от частоты.

метод, волновое сопротивление, точность, векторный анализатор.

В современном мире микроволновых устройств радиоэлектроники активно используются полосковые линии. От точности расчета, которых зависит точность работы устройства и его соответствие заявленным техническим требованиям [1]. В данной статье предлагается инженерная методика

для оценки точности синтеза полосковых линий (их волнового сопротивления) с использованием векторного анализатора Nano-VNA. Данный метод использовался радиолюбителями только для определения волнового сопротивления кабеля [2], никто на данный момент не пробовал определить, таким образом, волновое сопротивление полосковой линии.

Стоячие волны в передающей линии проявляются в наличии максимумов тока и напряжения, сдвинутых по фазе относительно друг друга [3]. Из-за разности фаз между ними линия характеризуется не только активным, но и реактивным сопротивлением. Оно может быть индуктивным (X_L) или емкостным (X_C) в зависимости от знака фазового сдвига.

На рис. 1 показан график зависимости полного сопротивления разомкнутой линии от её длины, где индуктивная составляющая отложена выше оси абсцисс, а емкостная – ниже. Открытому концу линии соответствует почти бесконечно большое емкостное сопротивление, спадающее до нулевой линии через $\lambda/4$. В этой точке линия ведёт себя как последовательный резонансный контур с чисто активным полным сопротивлением. А затем при $\lambda/2$ устанавливается режим параллельного резонанса, когда индуктивной составляющей импеданса противостоит столь же большой емкостной импеданс и полное сопротивление становится чисто активным.

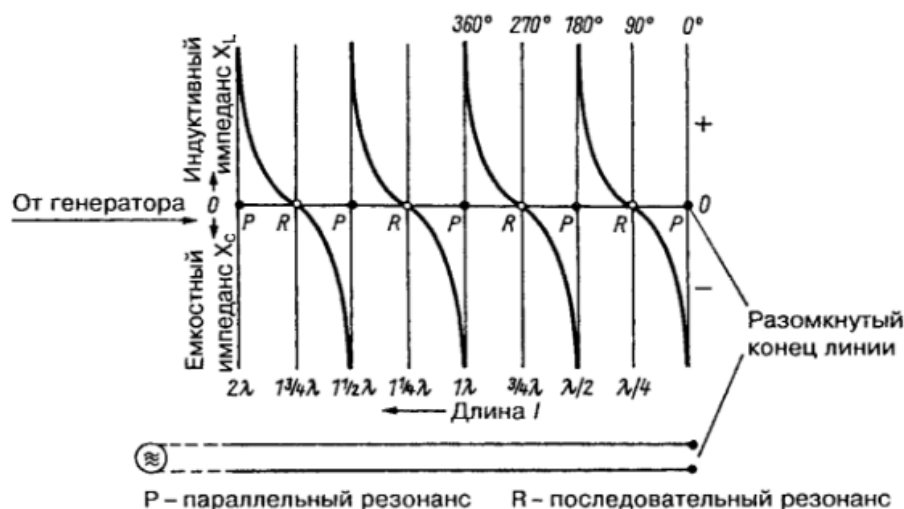


Рис. 1. Зависимость полного сопротивления разомкнутой линии от ее длины

Сходным образом ведёт себя закороченная линия (рис. 2), только соотношения импеданса сдвинуты на 90° . На расстоянии $\lambda/4$ от конца линии имеется параллельный резонансный контур, а на расстоянии $\lambda/2$ последовательный.

При малых потерях в линии длиной до $\lambda/4$ справедливы следующие формулы для расчёта емкостного и индуктивного импеданса:

$$X_C = Z * \operatorname{ctg} \left(\frac{2 * \pi * l}{\lambda} \right) \text{ Ом,}$$

$$X_L = Z * \operatorname{tg} \left(\frac{2 * \pi * l}{\lambda} \right) \text{ Ом,}$$

где Z – волновое сопротивление линии, l – электрическая длина линии, λ – длина волны.

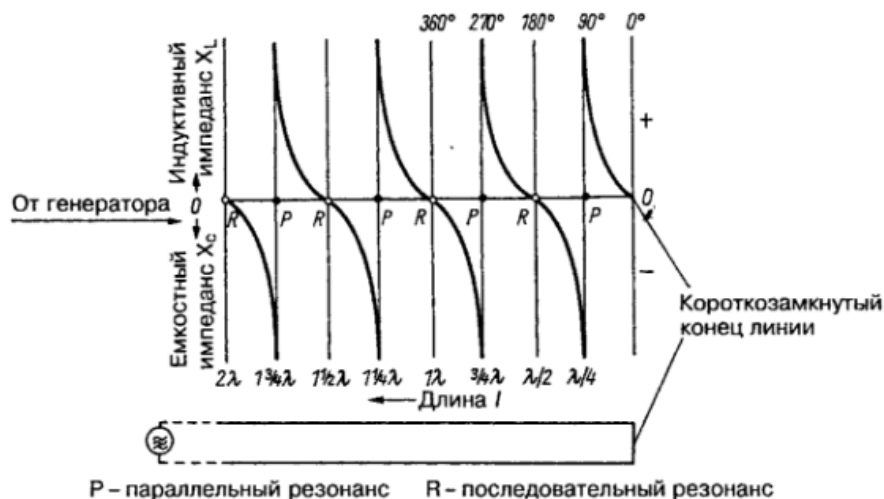


Рис. 2. Зависимость полного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины

Поскольку котангенс и тангенс 45° ($\pi/4$) равен единице, емкостной и индуктивный импеданс на удалении в 45° ($\lambda/8$) всегда равен волновому сопротивлению Z .

На рис. 3 представлены исследуемые макеты. Две микрополосковые разомкнутые линии с длиной $l = 75,7$ мм, шириной подложки $a = 25,2$ мм, высотой подложки $h = 1$ мм, диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,93$, толщиной полоска $t = 30$ мкм, шириной полоска $w1 = 1,5$ мм и $w2 = 6$ мм.

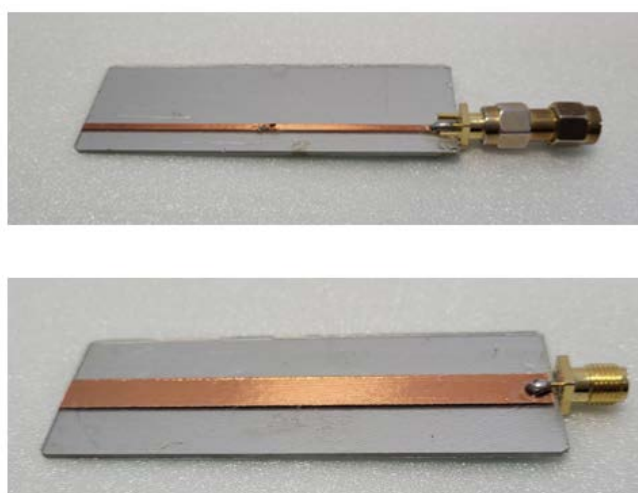


Рис. 3. Исследуемые макеты микрополосковых линий

Первым шагом необходимо определить частоту первого перехода реактивного сопротивления через ноль, которой будет соответствовать длина

$\lambda/4$. Для этого на экран векторного анализатора NanoVNA выводим зависимость реактивного сопротивления от частоты. В меню нужно выбрать пункт DISPLAY \rightarrow FORMAT \rightarrow >MORE \rightarrow REACTANCE. Полученные графики представлены на рис. 4. В нашем случае частота перехода через ноль для линий составляет $f_1 \approx 400$ МГц и $f_2 \approx 306$ МГц.

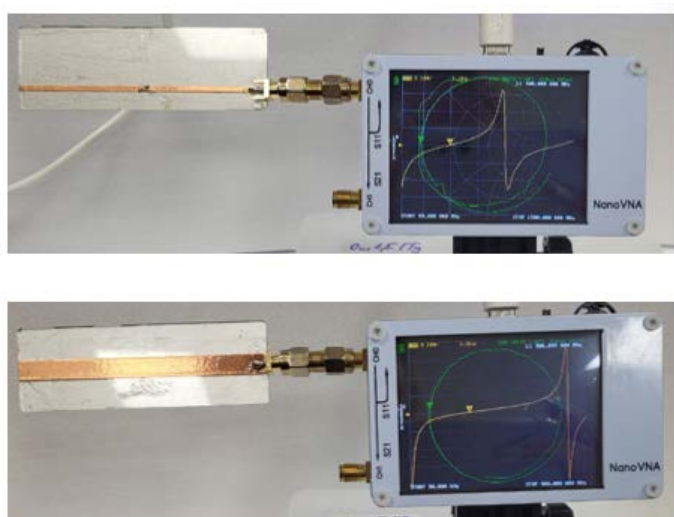


Рис. 4. Реактивное сопротивление линий в $\lambda/4$

Далее, используя возможности масштабирования, изменяем частотный диапазон ближе к исследуемому для более точного определения частоты (рис. 5). **Чем точнее мы сможем её определить, тем точнее будет значение волнового сопротивления.** После масштабирования графиков получаем более точные значения частот $f_1 = 392$ МГц и $f_2 = 293$ МГц.

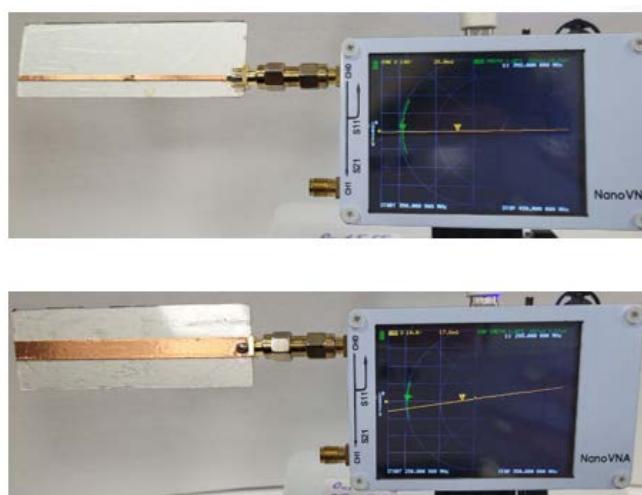


Рис. 5. Реактивное сопротивление линий в $\lambda/4$

Делим полученные частоты на два, получаем значения $f_1/2 = 196$ МГц и $f_2/2 = 146,5$ МГц. На этих частотах значение реактивного сопротивления будет равно волновому сопротивлению. С помощью векторного анализатора переходим на полученную частоту и смотрим на значение сопротивления в верхнем левом углу (рис. 6). Получаем $Z_1 = 51,4$ Ом и $Z_2 = 27,1$ Ом.

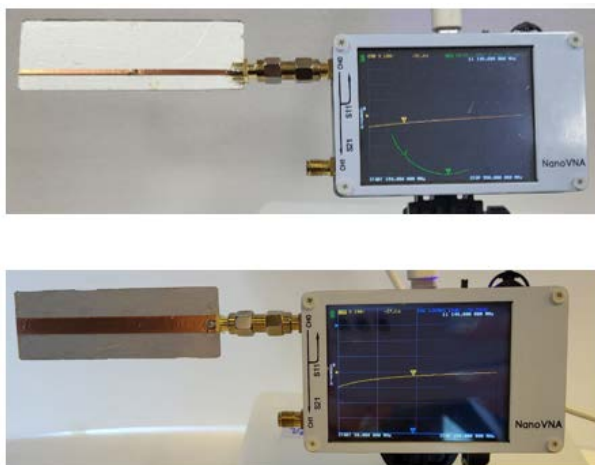


Рис. 6. Реактивное сопротивление линий в $\lambda/8$

Таким образом, можно определить точность синтеза полосковых линий и их волновое сопротивление с помощью векторного анализатора NanoVNA. Точность данной инженерной методики на данном этапе не определена, так как необходимо учитывать тот факт, что разъемы соизмеримы с длиной линии. Однако, её можно повысить за счёт аккуратного выполнения измерений и использования программного обеспечения, которое позволяет точнее определить необходимые частоты.

Список используемых источников

1. Вахрамеева В. С., Седышев Э. Ю. Проблемы синтеза копланарного волновода и методы оценки его рабочих параметров // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 2. 759 с.
2. Лопаткин А. В. Определение волнового сопротивления кабеля с помощью AA NanoVNA-F [Видеоролик] / YouTube. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=b1j2F2XmDI>.
3. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Издание одиннадцатое, исправленное : пер. с нем. М. : ДМК Пресс. 416 с.

УДК 537.85
ГРНТИ 29.35

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ УСКОРИТЕЛЬ МАСС

С. В. Виноградов, Е. Ю. Передистов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Описано устройство, собранное на основе явления электромагнетизма и возникновения выталкивающей силы в катушке индуктивности. Полученное устройство является одной из разновидностей электромагнитного ускорителя масс. Рассмотрены и проанализированы теоретических расчеты, выявлен предел КПД, указаны ограничения применимости, а также осуществлен переход к практической реализации и демонстрации.

магнитное поле, ускоритель масс, пушка Гаусса.

К настоящему времени доступно большое количество источников с описанием реализации «пушки Гаусса». Вопрос реализации довольно хорошо изучен, существует множество готовых схем и решений. Однако для ознакомления с эффектами электромагнетизма и также дальнейшего погружения в вопросы электротехники, весьма полезно попробовать собрать устройство собственными силами при это проведи небольшая научные расчеты. Несмотря на простоту идеи конструкции, в допустимых пределах возможны вариации параметров устройства (длина намотки катушка, емкость конденсаторов, ...), а также физических параметров заряда (длина, масса, форма, ...). Таким образом была проведена небольшая исследовательская работа целью которой было исследование влияния конструкционных особенностей на работу устройства.

За основу будущего устройства была взята схема, приведенная в статье [1]. Общая черта приведенной схемы, а также множества других, – использование высокого напряжения в установке, которое берут либо напрямую из сети 220 В, либо преобразуют из более низкого при помощи DC-DC преобразователей. В подобных [1] схемах не все авторы ставят между катушкой и конденсаторами диоды. Элементное упрощение подобных устройств, не всегда является лучшим решением, так как хоть авторы [1] и используют полярные конденсаторы, в момент выстрела система превращается в колебательный контур, который вначале разгоняет снаряд в канале ствола, а потом начинает его тормозить. Что само собой снижает эффективность конечного устройства. Второй особенностью описанных устройств является коммутация тока между катушкой и конденсаторами при помощи

тиристора или любых других ему подобных устройств. В некоторых случаях производится коммутация тока при помощи мощных выключателей. Данная особенность требует наличия определенной элементной базы, которая зачастую не легко доступна.

В реализованном решении отсутствуют тиристоры в виду отсутствия необходимости коммутации высокого напряжения. Так же в предложенной версии устройства меньше рабочее напряжение. Данное решение имеет как плюсы, в виду безопасности при работе с электрическим током, так и минусы, из-за падения эффективности, поскольку мощность конечного устройства сильно зависит от его рабочего напряжения.

Устройство было собрано следующим образом. К катушкам через диоды и тумблеры подключены конденсаторы. Далее к тумблерам подключен через лампочки источник постоянного тока (аккумулятор). Принципиальная и электрическая схемы приведена на рис. 1 и 2.

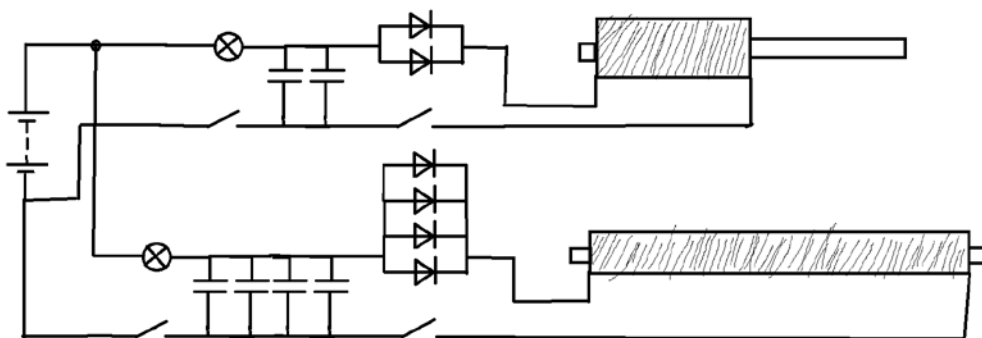


Рис. 1. Принципиальная схема

Как же происходит процесс выстрела. В исходном состоянии конденсаторы разряжены и тумблеры установлены в положении «зарядка». После подключения аккумулятора к цепи лампочки загорятся на несколько секунд. Это сигнализирует о том, что начался процесс зарядки конденсаторов. Когда лампы погаснут, конденсаторы будут полностью заряжены. После этого можно поместить снаряд в канал ствола и перевести тумблеры в положение «выстрел». После этого конденсаторы перестанут заряжаться и будут подключены к катушке через диоды. Последние нужны для того, чтобы не образовался колебательный контур, который бы помешал процессу выстрела. Снаряд будет примагничен магнитным полем, а когда

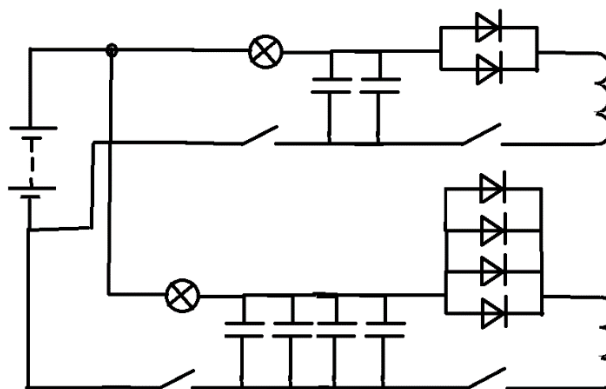


Рис. 2. Электрическая схема

оно исчезнет, продолжит лететь по инерции. В идеальной системе магнитное поле катушки должно исчезнуть в тот момент, когда снаряд достигнет середины канала ствола. К сожалению, добиться этого при практической реализации не просто.

Ниже приведем таблицы с параметрами двух независимых катушек и примерные расчеты их эффективности.

ТАБЛИЦА 1. Сравнительные характеристики используемых катушек

	Первая катушка	Вторая катушка
Напряжение питания, В	12	12
Суммарная емкость конденсаторов	13600 мКф = 0,0136 Ф	16000 мКф = 0,016 Ф
Количество слоёв катушки	7	5
Количество витков в каждом слое	90	170
Длина обмотки	6,5 см = 0,065 м	11 см = 0,11 м
Сопrotивление обмотки	~ 0	~ 0
Масса снаряда	0,003 кг = 3 г	0,003 кг = 3 г

Для каждой катушки был произведен расчет энергии, выдаваемой конденсаторами в идеальных условиях по формуле:

$$E = \frac{CU^2}{2}.$$

КПД полученного ускорителя довольно низкий и составляет примерно 1 % от энергии конденсаторов [4, 5].

Ориентировочная скорость полета снаряда рассчитывается по формуле:

$$V = \sqrt{\frac{2E}{m}}.$$

Полученные результаты приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Рассчитанные величины энергии, КПД и скорости для используемых катушек

	Первая катушка	Вторая катушка
Энергия, Дж	0,9792	1,152
КПД	0,009792	0,01152
Скорость полета снаряда, км/ч	9,197982	9,976611

КПД, мощность, дальность стрельбы и прочее заметно уступают тем, которые были приведены в статьях [1–3] в виду того факта, что в реализо-

ванном устройстве использовались меньшее напряжение для работы системы. Для увеличения КПД магнитного ускорителя можно попробовать изменить три параметра: длину и форму снаряда, рабочее напряжение и количество катушек на канале ствола. При реализации последнего пункта получится многоступенчатый электромагнитный ускоритель, для работы которого можно будет задействовать микроконтроллер и осуществлять более тонкую настройку системы «на ходу». Например, определять, насколько будут заряжены конденсаторы, а также измерять скорость полета снаряда внутри и при вылете из канала ствола.

В результате проекта получилась небольшая установка с двумя катушками разной длины намотки, позволяющая экспериментировать с формой и длиной снарядов, а также с длиной намотки катушки.

В ходе испытаний был подтвержден низкий КПД подобной установки (разброс от 1 до 3 %) вследствие больших потерь энергии на нагрев элементов.

Для увеличения КПД можно использовать многоступенчатую схему [6], которая позволит повысить КПД до некоторого логического предела (27 %) [4, 5]. Многоступенчатая «пушка Гаусса» является более сложным техническим устройством, поскольку требует коммутации между катушками (чтобы одна включалась за второй, а не все разом). При этом каждая следующая катушка должна работать все меньше и меньше времени, чтобы не тормозить снаряд. Но в любительских самоделках об этом как правило не задумываются, и коммутируют катушки просто чтобы они поочередно обрабатывали [1–3, 5].

Список используемых источников

1. Апресов С., Коноплев С. Можно ли собрать модель пушки Гаусса своими руками: силовая установка, которой позавидуют техники и геймеры. Режим доступа: <https://www.techinsider.ru/diy/7864-vystrel-v-budushchee-pushka-gaussa-svoimi-rukami/> (дата обращения 21.03.2023).

2. Артемий @ART_GR Портативная пушка Гаусса за 1к. Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/646759/> (дата обращения 21.03.2023).

3. Думин С. Пушка Гаусса своими руками. Режим доступа: <https://sdelaitak24.ru/%D0%BF%D1%83%D1%88%D0%BA%D0%B0-%D0%B3%D0%B0%D1%83%D1%81%D1%81%D0%B0-%D1%81%D0%B2%D0%BE%D0%B8%D0%BC%D0%B8-%D1%80%D1%83%D0%BA%D0%B0%D0%BC%D0%B8/> (дата обращения 21.03.2023).

4. Пушка Гаусса // Википедия. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D1%83%D1%88%D0%BA%D0%B0_%D0%93%D0%B0%D1%83%D1%81%D1%81%D0%B0 (дата обращения 21.03.2023).

5. Пушка Гаусса // Hamster Time. Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/488540/> (дата обращения 21.03.2023).

6. Электромагнитная пушка Гаусса // Реобзор. Режим доступа: <https://reobzor.ru/news/2021/01/elektromagnitaya-pushka-gaussa> (дата обращения 21.03.2023).

УДК 621.396
ГРНТИ 43.33.29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ V2X СИСТЕМ

А. Г. Владыко, П. В. Плотников, Р. В. Суравцев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Проведен сравнительный анализ современных подходов к решению задач оптимального расположения и внутрискруктурной организации элементов V2X-систем. Рассмотрены алгоритмы оптимизации для решения задач минимизации задержек при проведении вычислений, снижения числа элементов инфраструктуры с целью сокращения затрат и повышения эффективности решения. Проводится оценка алгоритмов по следующим параметрам: эффективность, скорость работы и область применимости.

V2X системы, оптимизация VANET, алгоритмы оптимизации.

Введение

Автомобильные самоорганизующиеся сети VANET [1, 2] реализуют комплексное сетевое подключение транспортного средства по типу vehicle-to-everything (V2X) с помощью информационно-коммуникационных технологий нового поколения. V2X позволяет повысить уровень автономного вождения транспортных средств, тем самым повышая эффективность дорожного движения. Сетям VANET необходимо обмениваться информацией об окружающей обстановке, трафике и других транспортных средствах в различных сценариях реальных приложений. Базовые узлы сети содержат бортовые устройства (*on-board unit*, OBU), установленные на каждом транспортном средстве, придорожные устройства (*road-side unit*, RSU), размещенные вдоль дорог, и канал связи. При этом возникает задача оптимального расположения и внутрискруктурной организации узлов рассматриваемой сети. В данной работе проводится сравнительный анализ алгоритмов оптимизации, применительно к построению V2X систем.

1 Алгоритмы оптимизации

В V2X [3] системах основной задачей является достижение эффективности при оценке двух величин – времени задержки и объема задействованных мощностей. Для решения поставленной задачи применяют методы кластеризации с соответствующими алгоритмами.

В данной работе были проанализированы следующие алгоритмы оптимизации: FOREL, алгоритм k -средних, жадный алгоритм и алгоритм пчелиной колонии. Оценка эффективности производилась по соотношению достоинств и недостатков по следующим ключевым параметрам: эффективность, скорость работы и область применимости.

1.1 Алгоритм FOREL

FOREL – это алгоритм кластеризации, который применяется для группировки точек данных внутри многомерного пространства [4]. Данный алгоритм начинает со случайного выбора начальной точки и нахождения всех элементов системы, расположенных в пределах заданного радиуса. Далее эта выборка точек рассматривается как сгруппированные элементы, затем алгоритм повторяет итерации уже с группами до тех пор, пока все точки не будут объединены в какую-либо группу.

Алгоритм FOREL подходит для поиска RSU в сети V2X. Для этого потребуются выполнить следующую последовательность действий:

- 1) Определить начальную точку (текущее местоположение транспортного средства).
- 2) Определить радиус R , в пределах которого будет происходить поиск RSU. Центром будет являться транспортное средство.
- 3) Уменьшить радиуса сферы.
- 4) Сформировать кластеры с точками, которые находятся на расстоянии, не превосходящем R от начальной точки.
- 5) Определить центр каждого кластера и найти расстояние от центра до начальной точки.
- 6) Выбрать RSU с ближайшим расстоянием до центра кластера.

Таким образом, алгоритм FOREL может использоваться для поиска ближайших RSU в сети V2X, что поможет транспортному средству подключиться к сети и получить необходимую информацию для безопасного и эффективного движения.

Несмотря на достоинства, данный алгоритм имеет ряд недостатков. Алгоритм эффективен в работе с небольшими данными, при обработке больших объемов, соответственно, нужны большие вычислительные ресурсы. Кроме этого, алгоритм может работать некорректно, если данные содержат шум или локальные выбросы. Поэтому для решения крупномасштабных задач, таких как поиск ближайшей RSU в больших сетях V2X, может быть использован алгоритм k -средних.

1.2 Метод k -средних

Для поиска оптимального расположения придорожных единиц часто используется метод k -средних [5]. Кроме того, этот метод поддерживает ди-

намическое движение, и каждое транспортное средство имеет долгосрочную связь. Так же, система может адаптироваться к различным местоположениям и достигать высокой скорости соединения с низким уровнем ошибок при одновременном снижении затрат.

Принцип работы алгоритма при решении задачи оптимизации V2X системы:

- 1) Определить координаты ближайших доступных RSU.
- 2) Выполнить кластеризацию точек на основе их координат с помощью алгоритма k -средних. В качестве метрики часто можно использовать евклидово расстояние.
- 3) Найти кластер, в котором находится точка, для которой необходимо найти ближайший доступный RSU.
- 4) Найдите ближайший к этой точке RSU внутри кластера.

Несмотря на простоту и высокое качество работы, данный алгоритм рассматривают транспортные средства как взаимно независимые безразмерные объекты, что игнорирует помехи, вызванные элементами окружающей среды и самими элементами V2X системы. Очевидно, что влияние статических или динамических препятствий на надежность связи в реальных условиях неизбежно. Так же к недостаткам данного алгоритма можно отнести:

- 1) Чувствительность к начальным значениям центров кластеров, что может привести к различным результатам при каждом запуске алгоритма
- 2) Данный алгоритм может пропустить выбросы, что может быть нежелательным при поиске RSU в сетях V2X.

1.3 Жадный алгоритм

Жадным алгоритмом (*greedy algorithm*, GH) [6] называется эвристический алгоритм, который на каждой отдельной стадии решения задачи выбирает локально оптимальный вариант в том или ином смысле.

Задействованная площадь дорог разделена на сетку квадратов одинакового размера, каждый из которых имеет длину стороны g . Следует отметить, что точность и временная сложность решения GH будут увеличиваться с уменьшением g . Степень детализации в основном влияет на точность и время расчета, при этом центральная точка каждой сетки используется для описания позиции RSU-кандидата.

Предполагается, что в каждом квадрате сетки одновременно находится только одно транспортное средство. Приведем основные этапы алгоритма:

- 1) Площадь дорог и зоны развертывания RSU разделяются на сетку.
- 2) Все центральные точки (ЦТ) дорожных сегментов сортируют в порядке убывания в соответствии с количеством соседних ЦТ в ранжированном списке окрестностей.

3) Устанавливают узел RSU для каждой ЦТ в пределах соответствующего домена поиска RSU. При этом отдают предпочтение тому RSU, которое имеет наибольшее количество соседних ЦТ.

4) Перед развертыванием нового RSU каждая ЦТ должна быть проверена на то, была ли она охвачена развернутыми RSU ранее.

5) При развертывании нового RSU, следует выбрать местоположение с наибольшим охватом в пределах поиска. Процесс развертывания будет прекращен, как только все ЦТ будут охвачены.

1.4 Алгоритм пчелиного роя

Алгоритмом пчелиного роя (*Non-Reciprocal Improved Artificial Bee Colony*, NR-IABC) [7] называется комплексный алгоритм, который основан на структурной организации пчелиных колоний. NR-IABC использует множество «искусственных пчел», которые передвигаются по карте с целью поиска решений и собора информации о функционировании анализируемой системы. Алгоритм использует различные подходы, такие как случайный поиск, локальный поиск и глобальный поиск, чтобы добиться быстрого и точного нахождения уникальных решений.

Основные этапы алгоритма:

1) Определить местоположение текущего RSU, получить данные об окружающих доступных RSU.

2) Выбрать случайным образом доступный OBU для связи с RSU и получить от него информацию о мощности сигнала.

3) Используя полученную мощность сигнала, рассчитать расстояние от задействованного RSU до выбранного OBU.

4) Проверить, не было ли уже выбрано ранее какое-либо OBU в рамках текущей итерации алгоритма. Если да, то вернуться к шагу 2 и выбрать новое доступное RSU.

5) Оценить качество выбранного RSU, вычисляя некоторую целевую функцию.

6) Сравнить найденное локальное решение с лучшим решением, найденным к этому моменту. Если выбранное решение лучше, то запомнить его, как текущее наилучшее решение.

7) Повторить шаги 2–6 для каждого из доступных RSU.

8) Возвратить текущее наилучшее решение в качестве рекомендации для ближайшей доступной RSU.

В работе [8] приведены результаты сравнительного анализа алгоритмов GH и NR-IABC по критерию применимости к решению задач оптимизации V2X систем. В результате моделирования по ключевым параметрам, решение на основе NR-IABC требует задействования меньшего количества RSU (обычно 10~15 %) и, таким образом, является более выгодным, по сравнению с решением на базе GH.

2 Оценка эффективности алгоритмов

Основываясь на приведенных выше рассуждениях, можно сделать вывод, что самыми точными и гибкими, в контексте V2X систем, можно считать жадный алгоритм и алгоритм пчелиной колонии. При этом самыми доступными и распространенными при решении рассматриваемого класса задач среди рассмотренного набора алгоритмов являются алгоритмы FOREL и k -средних.

ТАБЛИЦА 1. Сравнительный анализ эффективности алгоритмов по ключевым параметрам

Алгоритмы оптимизации	Эффективность	Скорость работы	Область применимости
FOREL	-	-	+
k -средних	\pm	-	+
GH	+	-	-
NR-IABC	+	+	-

В таблице 1 приведен сравнительный анализ эффективности алгоритмов оптимизации по следующим ключевым параметрам: эффективность, скорость работы и область применения (широта использования). Как отмечалось выше, алгоритмы FOREL и k -средних не могут быть эффективно использованы для решения крупномасштабных задач, таких как поиск оптимального положения элементов V2X системы. Несмотря на свою не очень широкую распространенность, алгоритмы GH и NR-IABC позволяют добиться минимизации времени задержки при вычислениях и снижения числа элементов инфраструктуры V2X системы с целью минимизации затрат и повышения эффективности решения. При этом алгоритм NR-IABC оказывается эффективнее алгоритма GH по скорости работы. В этой связи, для решения задач оптимизации V2X систем стоит применять алгоритм пчелиной колонии (NR-IABC).

Список используемых источников

1. Плотников П. В., Владыко А. Г. Минимизация задержек при взаимодействии граничных устройств с использованием кластеризации в сетях VANETs // Труды учебных заведений связи. 2022. Т.8. №2. С. 6–13.
2. Плотников П. В., Владыко А. Г. Численный анализ математической модели кластерной V2X-системы // Труды учебных заведений связи. 2023. Т.9. №1. С. 14–23.
3. Vladyko A., Elagin V., Spirkina A., Muthanna A., Ateya A. Distributed Edge Computing with Blockchain Technology to Enable Ultra-Reliable Low-Latency V2X Communications // Electronics. 2022. Vol. 11. Iss. 2. ID 173.
4. Загоруйко Н. Г., Ёлкина В. Н., Лбов Г. С. Алгоритмы обнаружения эмпирических закономерностей. Новосибирск : Наука, 1985.

5. MacQueen J. Some methods for classification and analysis of multivariate observations // Proceedings of the Fifth Berkeley Symposium on Mathematical Statistics and Probability, 1967. PP. 281–297.

6. Лившиц Е. Д. О нижних оценках скорости сходимости жадных алгоритмов // Известия Российской академии наук. Серия математическая. 2009. Т. 73. № 6. С. 125–144.

7. Курейчик В. В., Полупанова Е. Е. Эволюционная оптимизация на основе алгоритма колонии пчел // Известия ЮФУ. Технические науки. 2009. № 12. С. 41–46.

8. Feng M., Yao H., Ungurean I. A Roadside Unit Deployment Optimization Algorithm for Vehicles Serving as Obstacles // Mathematics. 2022. Vol. 10. P. 3282.

УДК 621.396

ГРНТИ 49.33.29

АНАЛИЗ МЕТОДА ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ГРАНИЧНЫХ УСТРОЙСТВ В СЕТИ VANET

А. Г. Владыко, П. В. Плотников, Г. И. Тамбовцев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Автомобильные беспроводные самоорганизующихся сети VANETs в последние годы получают все большее распространение. Разрабатывается множество подходов к их созданию, развитию и оценке эффективности работы. В статье рассмотрена одна из моделей сети VANET, предназначенная для численного моделирования и анализа эффективности взаимодействия элементов (вычислительные устройства транспортных средств, придорожные вычислительные устройства) динамической системы. Проведен анализ метода численного моделирования взаимодействия граничных устройств с целью оптимизации работы транспортной сети.

численное моделирование, сеть VANET, кластеризация, V2X-системы.

Использование облачных вычислений и широкополосной системы связи находит свое применение при решении ряда вычислительных задач, возникающих в мобильных коммуникационных средах [1, 2]. Так, в автомобильных беспроводных самоорганизующихся сетях (*Vehicular Ad-hoc Networks*, VANETs) часть или даже все расчеты могут быть перенесены для удаленного выполнения в облако [3, 4, 5]. Сети VANETs – это класс одно-ранговых беспроводных сетей; возможно несколько их типовых конфигураций:

– V2V, Vehicle-to-Vehicle, используются для организации взаимодействия между автомобилями;

- V2I, Vehicle-to-Infrastructure, используются для организации взаимодействия между автомобилями и инфраструктурой;
- V2X, Vehicle-to-Everything, используются для организации взаимодействия между автомобилями и другими типами узлов.

Рассматриваемые сети применяются в основном для организации обмена различными типами сообщений, с целью предотвращения дорожно-транспортных происшествий или контроля за организацией приоритетного проезда, а также для более эффективной организации дорожного трафика, что особенно актуально в крупных городах и городских агломерациях [6].

Основные задачи, решение которых позволит повысить эффективность работы рассматриваемых сетей, состоят в минимизации задержек при обработке и передаче данных, снижении числа элементов технической инфраструктуры рассматриваемой системы, а также оптимизации энергопотребления (и расходования иных ресурсов) при организации функционирования сети.

Принимая во внимание описанные задачи, а также в связи с необходимостью обоснования технических решений для организации работы сети VANET, авторами была разработан программный модуль [7], позволяющий провести оценку качества взаимодействия элементов V2X-системы, а также величины среднего энергопотребления структурных элементов указанной системы.

На рис. 1 приведен графический интерфейс программного модуля, предназначенный для ввода начальных данных для описания основных параметров рассматриваемой системы.

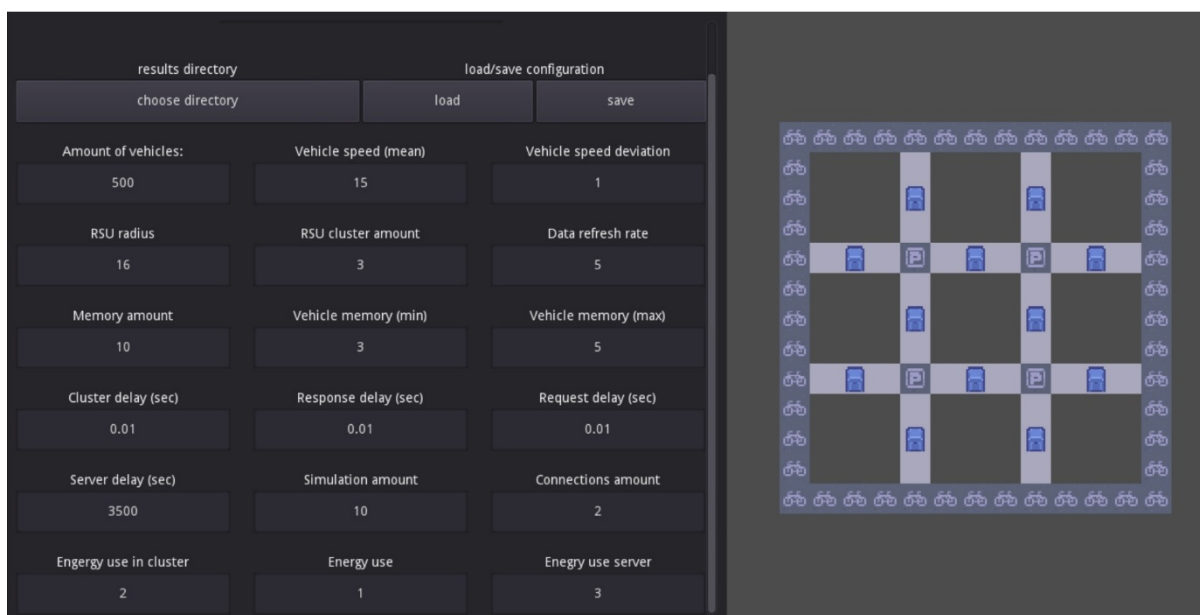






Рис. 1. Графический интерфейс программного модуля

Дадим пояснения изображениям, приведенным на рис. 1. Слева представлены исходные данные и расчетные значения. Справа приведен пример условного графического представления системы придорожных вычислительных устройств (*Road-Side Unit, RSU*), расположенных в середине каждого квартала между двумя перекрестками и символично обозначенных , набор стартовых позиций элементов динамической системы  (транспортные средства, снабженные бортовыми вычислительными устройствами (*On-Board Unit, OBU*) и пунктов назначения  — потенциальных конечных точек маршрутов.

На первом этапе авторской разработки предполагалось построение аналитической модели. Для ее реализации использовался язык программирования Python [8]. Однако в дальнейшем, встал вопрос о необходимости обработки и проверки собираемых данных. В этой связи было принято решение о создании имитационной модели. Для ее реализации был использован кроссплатформенный механизм Godot Engine [9]. Выбор инструмента обусловлен тем, что Godot имеет открытый исходный код, простой язык и понятный интерфейс.

Программный модуль позволяет провести моделирование структуры дорог в виде ненаправленного графа произвольной структуры, отрисовать точки старта и финиша транспортных средств, выбрать требуемое число элементов RSU и их местоположение, наблюдать за процессом движения транспортных средств  и отслеживать изменение числа запросов, требующих обработки, системой.

Программный модуль позволяет провести моделирование в разных режимах:

- 1) элементы дорожной инфраструктуры RSU независимы или объединены в кластеры;
- 2) каждое RSU может обслуживать одновременно 1 или 2 OBU.

При построении имитационной модели возникла важная техническая проблема тайминга, связанная с задержкой передачи и обработки данных. Основная проблема тайминга состояла в том, время, необходимое для программной обработки информации, искажало временные параметры работы реальной (моделируемой) системы. В частности – графическая визуализация «не поспевала» за скоростями автомобилей, передвигающихся по карте.

В окончательной версии программы таймеры были упразднены. Вместо них использовано следующее программно-техническое решение: вызов функции моделирования процессов в системе осуществлялся «покадрово». Она проверяла время ожидания всех OBU, подключенных к RSU, одновременно с тем, как моделируемые автомобили осуществляют свое движение. Это позволяет разрешить использование больших скоростей для машин без дополнительных временных потерь на обработку данных на RSU.

По результатам моделирования программа позволяет вычислить среднее число потерь данных в системе OBU-RSU, сформировать таблицы и отрисовать графики, позволяющие проводить анализ численного моделирования сети VANET.

Пример такого рода графика представлен на рис. 2.

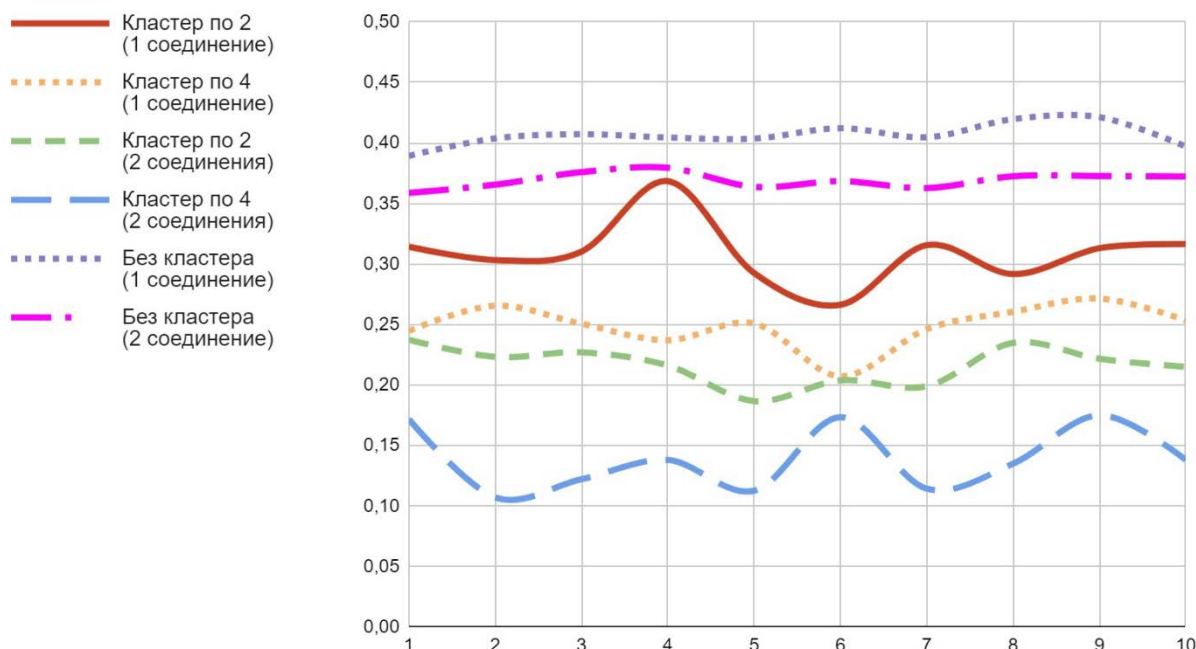


Рис. 2. Средний процент потерь на 10 итерациях

Список используемых источников

1. Zhu, L., Yu, F. R., Wang, Y., Ning, B., Tang, T. Big Data Analytics in Intelligent Transportation Systems: A Survey // *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*. 2019. Vol. 20. PP. 383–398.

2. Aliyu A., Abdullah A.H., Kaiwartya O., Cao Y., Usman M. J., Kumar S., Lobiyal D. K., Raw R. S. Cloud Computing in VANETs: Architecture, Taxonomy, and Challenges // *IETE Technical Review*. 2018. Vol. 35, PP. 523–547.

3. Плотников П. В., Владыко А. Г. Минимизация задержек при взаимодействии граничных устройств с использованием кластеризации в сетях VANETs // *Труды учебных заведений связи*. 2022. Т. 8. № 2. С. 6–13.

4. Vladyko A., Elagin V., Spirкина A., Muthanna A., Ateya A. A. Distributed Edge Computing with Blockchain Technology to Enable Ultra-Reliable Low-Latency V2X Communications // *Electronics*. 2022. Vol. 11. Iss. 2. ID 173.

5. Плотников П. В., Владыко А. Г. Численный анализ математической модели кластерной V2X-системы // *Труды учебных заведений связи*. 2023. Т. 9. № 1. С. 14–23.

6. Plotnikov V., Makarov I., Smyslova O., Filonenko N. Approach to optimizing the transport system of the city (agglomeration) // *Proceedings of the 33rd International Business Information Management Association Conference, IBIMA 2019: Education Excellence and Innovation Management through Vision 2020*. 2019. PP. 3102–3108.

7. Плотников П. В., Тамбовцев Г. И., Владыко А. Г. Программный модуль моделирования взаимодействия граничных устройств в сети VANET. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № RU 2022669558 Российская Федерация /

П. В. Плотников, Г. И. Тамбовцев, А. Г. Владыко; заявитель и правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича». – № 2022668498; заявл. 07.10.2022; опубл 21.10.2022.

8. Python: офиц. сайт. URL: <https://www.python.org/> (дата обращения 25.03.2023).

9. Godot Engine: офиц. сайт. URL: <https://godotengine.org/> (дата обращения 25.03.2023).

УДК 621.396.946
ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА В КАЧЕСТВЕ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА ФАР

Н. И. Глухов, Д. М. Курбатов, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Активные фазированные антенные решетки обладают существенными минусами: высокой стоимостью из-за большого количества используемых полупроводниковых элементов и, вследствие этого, относительно большими габаритами приемо-передающего модуля из-за разделения приемного и передающего трактов. В данной работе исследуется возможность использования туннельного диода в качестве активного элемента фазированной решетки СВЧ-диапазона для обработки полезного сигнала.

СВЧ, фазированная антенная решетка, микрополосковая линия, патч-антенна, туннельный диод, диаграмма направленности.

В развитие предыдущих работ [1, 2], где исследовалась возможность питания патч-излучателя перпендикулярным к общей плоскости отрезком микрополосковой линии, и установки в этот отрезок туннельного диода в качестве активного элемента АФАР, была исследована пара излучателей в пакете Manna-gal. Для определения оптимальной точки питания было создано две модели патч-излучателей (с подъёмом) с питанием на углу патча (рис. 1 и 2) и по центру узкой стороны (рис. 3).

ДН вблизи расчетной частоты модели патч-излучателя с питанием на углу представлена на рис. 1, минимальный КСВН в этом диапазоне составляет 5, что плохо. Это может быть связано с неправильным выбором точки питания патча или КСВН самого перпендикулярного перехода. На рис. 3 и 4 представлена ДН модели излучателя с питающим полоском на центре патча. Как видно, в сравнении с питанием «с угла», изменилась

его резонансная частота на 32 МГц, и незначительно улучшился КСВН до 4,7. Из чего можно предположить, что высокий КСВН обусловлен по большей части самим перпендикулярным переходом, нежели точкой питания на патче. По сути, переход представляет собой экстремальный случай линии передачи с изменяющимся волновым сопротивлением (при изменении толщины диэлектрика).

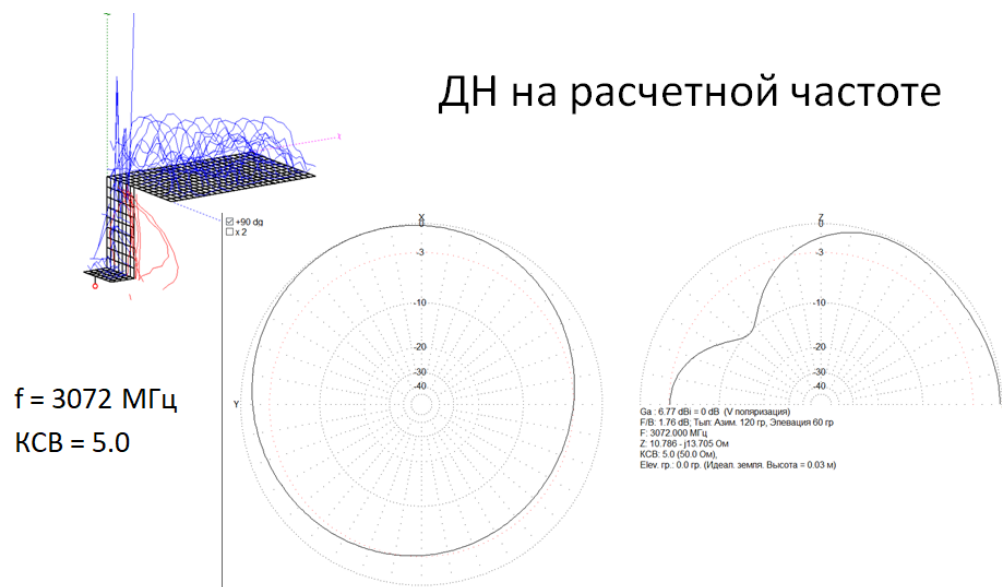


Рис. 1. Модель патч-излучателя с питанием на углу

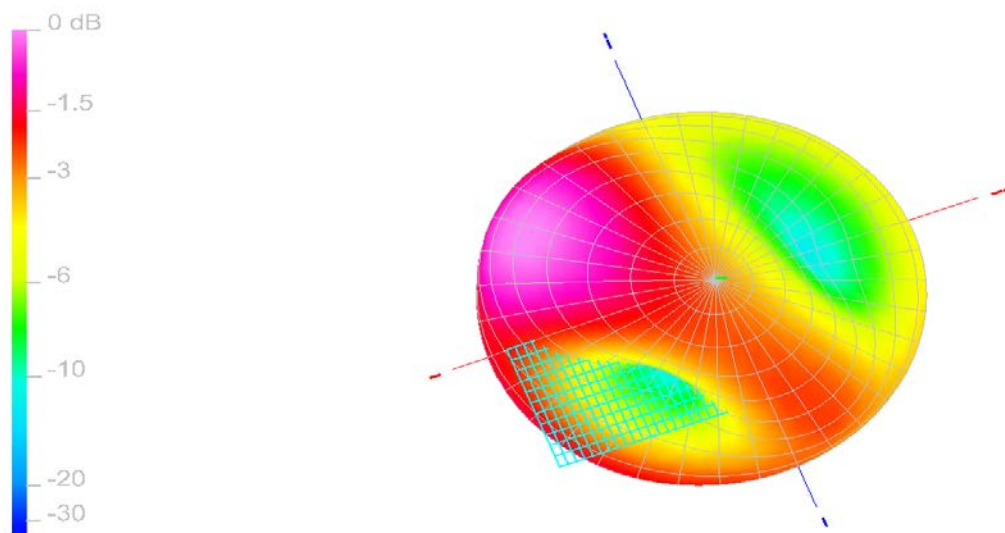


Рис. 2. 3D ДН модели патч-излучателя с питанием на углу

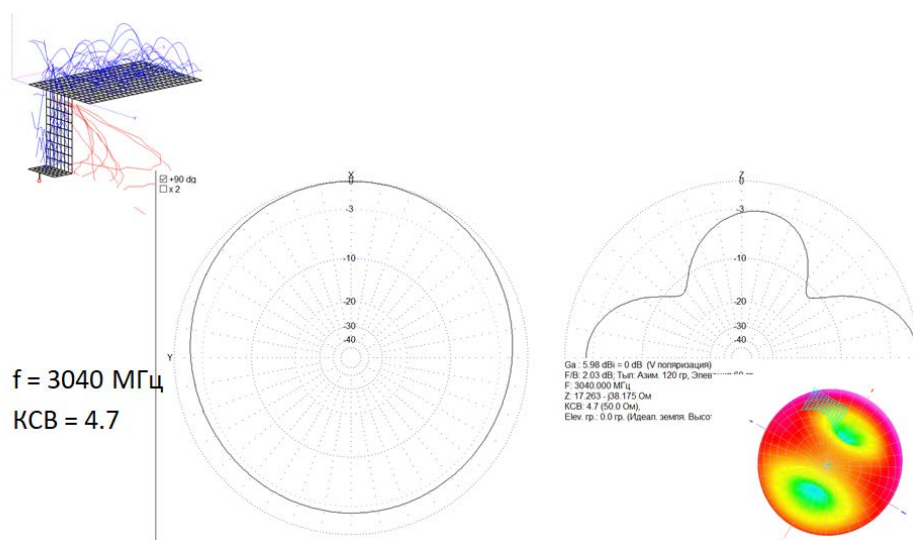


Рис. 3. Модель патч-излучателя с питанием по центру

Также была создана модель антенной решетки (АР), состоящая из двух элементов (рис. 4а). В качестве элемента суммирования и деления мощности для простоты последующего макетирования был выбран Т-образный делитель. ДН модели представлена на рис. 4б. КСВН модели в рабочем диапазоне частот достигает 1,4.

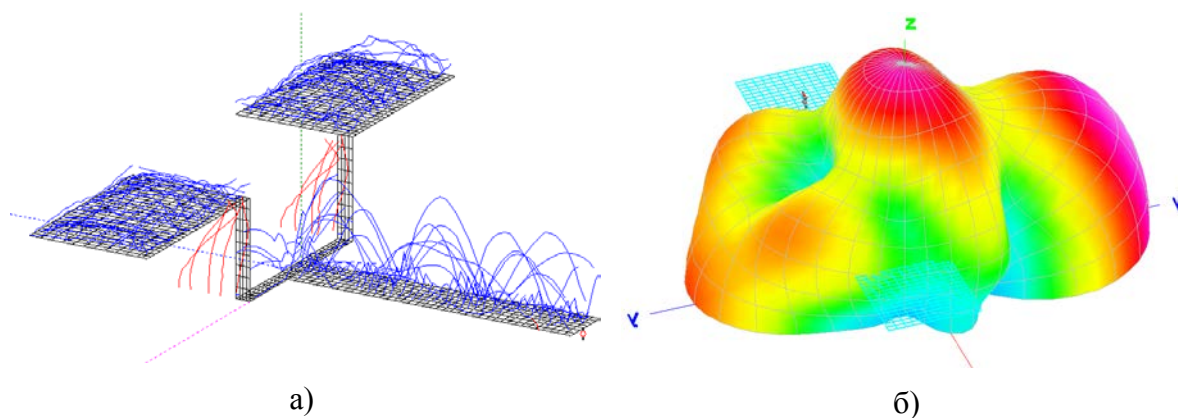


Рис. 4. Двухэлементная модель АР (а) и ее ДН (б)

С учетом результатов моделирования был создан масштабный макет двухэлементной АР, в ортогональный «подъем» установлены активные элементы – туннельные диоды (рис. 5). На рисунке 6 изображена частотная зависимость КСВН макета, при отсутствии напряжения питания диодов на резонансной частоте антенны 2,94 ГГц КСВН составил 1,15. При включении на диодах напряжения величиной 240 мВ (напряжение чуть выше пика вольтамперной характеристики диода) КСВН увеличивался до 1,2, при этом чувствительность АР увеличивалась, проявлялось это в увеличении реакции значения КСВН на изменение окружающей среды. Из чего можно предположить, что увеличение КСВН всего макета связано не с ухудшением КСВН

диода при включении, а с усилением отраженной от патча волны. Данное предположение подразумевает принятие значения КСВН диода близким к единице.

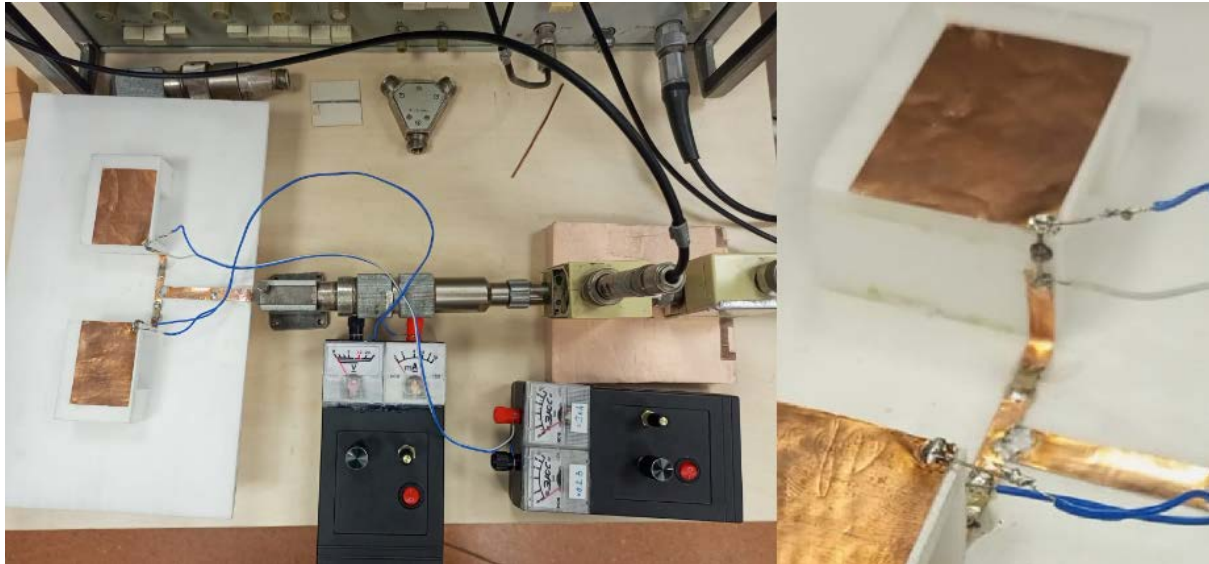


Рис. 5. Макет двухэлементной АР с установленными в переход туннельными диодами

Как известно, из КСВН можно пересчитать коэффициент отражения:

$$\Gamma = \frac{\text{КСВН} - 1}{\text{КСВН} + 1} = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{п}}}. \quad (1)$$

Если пренебречь направленностью, можно записать амплитуды падающих и отраженных волн (рис. 7) до и после усиления:

$$U_{\text{п}}' = KU_{\text{п}} \quad (2)$$

$$U_{\text{отр}}' = KU_{\text{отр}} \quad (3)$$

$$U_{\text{отр}} = \Gamma_0 U_{\text{п}}' \quad (4)$$

Если принять КСВН макета без напряжения за КСВН патч-излучателей и подставить (2), (3), (4) в (1), то можно определить коэффициент усиления диода:

$$K = \sqrt{\frac{\Gamma_{\text{стр}}}{\Gamma_0}} = 1,13 \text{ или } 1,06 \text{ дБ}, \quad (5)$$

где $\Gamma_{\text{стр}}$ – коэффициент отражения всей структуры, Γ_0 – коэффициент отражения патч-излучателей.

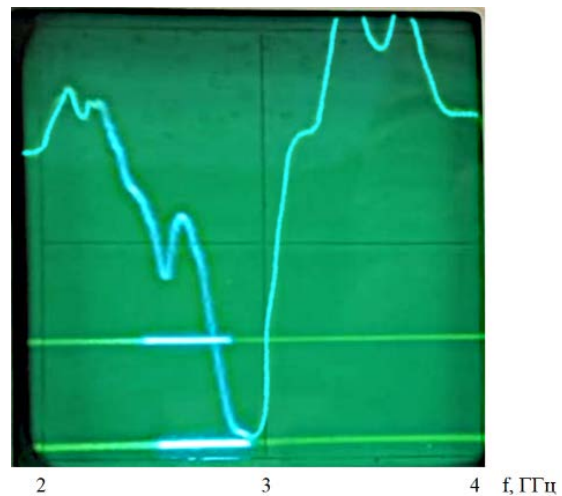


Рис. 6. КСВН макета двухэлементной АР с установленными в переход туннельными диодами

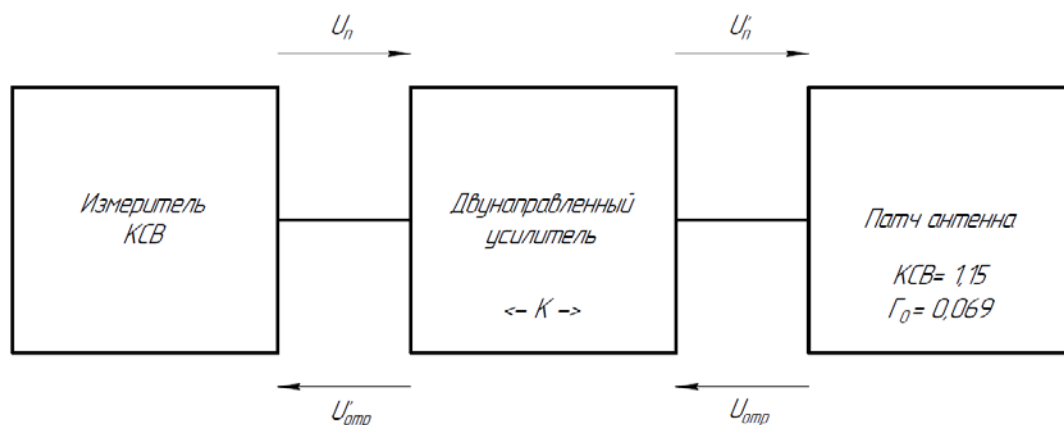
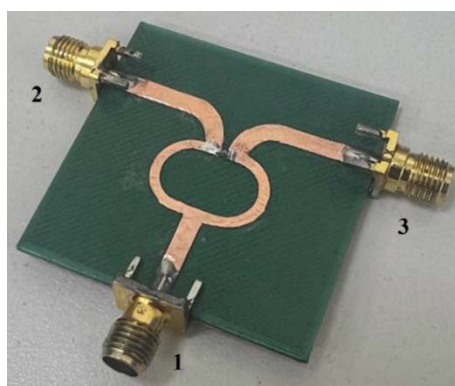


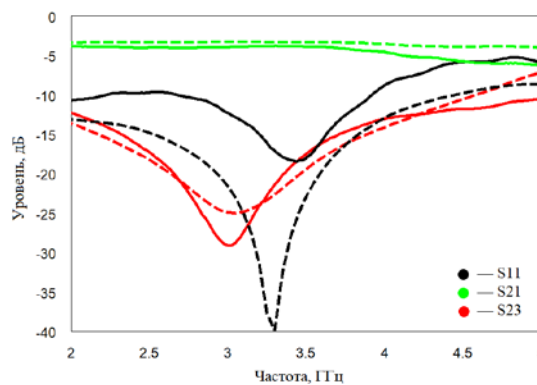
Рис. 7. Структурная схема измерения КСВН макета

Таким образом, усиление составило 1,06 дБ, столь низкое усиление можно объяснить отсутствием развязки между элементами АР, что делает их взаимосвязь чрезмерной.

Далее для замены Т-образного делителя был синтезирован делитель Уилкинсона (рис. 8а), обеспечивающий развязку излучателей. Для макетирования использовалась подложка из РЕТГ пластика, распечатанная на 3D-принтере, с заранее размеченной топологией (в 3D-модели), что в разы упрощает изготовление макетов. Диэлектрическая проницаемость материала была определена эмпирически, путем подстройки ее в модели под экспериментальные характеристики макета, представляющего собой линию с четвертьволновым шлейфом. Диэлектрическая проницаемость составила 2,7. Как видно из зависимости S23 (рис. 8б), резонанс, вызванный полуволновым участком делителя, почти совпадает с экспериментом (отличие составляет 50 МГц), что подтверждает правильность определения диэлектрической проницаемости. Развязка макета составила –29 дБ. Диссипативные потери макета (без учета разъемов) составили 0,8 дБ, что примерно соответствует тангенсу угла диэлектрических потерь 0,05.



а)



б)

Рис. 8. Макет делителя Уилкинсона (а) и характеристики модели (штриховая линия) и макета (сплошная линия) (б)

Таким образом, были продемонстрированы макеты АР с усилителями на туннельных диодах и макет делителя Уилкиносна, изготовленный с применением технологии 3D-печати. Работа над структурой продолжается, так как создание универсальной АФАР на прием и передачу одновременно представляется довольно актуальной.

Список используемых источников

1. Глухов Н. И. Курбатов Д. М. Седышев Э. Ю. «Интегрированная ФАР на патч-структурах синфазного питания» // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 4. С. 441–446.
2. Курбатов Д. М. Интегрированная фазированная антенная решетка с устройством обработки сигнала // 76-я Региональная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Студенческая весна: сб. науч. ст. Спец. выпуск. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 76–83
3. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием: введение в теорию / Под. ред. Л. Д. Бахраха. М. : Радио и связь, 2001. 252 с.
4. Чжоу В. Ф. Принципы построения схем на туннельных диодах. М. : Мир, 1966. 448 с.

УДК 621.373.14
ГРНТИ 47.49.31

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ФОРМИРОВАНИЯ МОЩНЫХ СДВ РАДИОИМПУЛЬСОВ ТОКА В АНТЕННЕ НА ОСНОВЕ МНОГОЯЧЕЙКОВОЙ СТРУКТУРЫ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ

А. Н. Головин, В. С. Смирнов, В. А. Филин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Обосновывается применение многоячейковой структуры транзисторных резонансных инверторов напряжения – структуры Харди – для построения модуля мощного радионавигационного передатчика СДВ диапазона. Производится оценка оптимального количества мостовых ячеек, исходя из заданной мощности модуля передатчика и технических характеристик используемых транзисторных ключей. Обсуждаются вопросы построения алгоритмов цифрового управления ячейками, позволяющих минимизировать уровни нечетных гармоник ступенчатого напряжения на входе антенного контура. Исследуются спектры ступенчатого напряжения при различных вариантах управления.

многоячейковая структура резонансных инверторов, спектры ступенчатой функции напряжения.

Приводимые в различных публикациях по данной тематике, а также в работе [1] доводы свидетельствуют о необходимости полной замены действующих мощных СДВ ламповых передатчиков высокоэффективными ключевыми транзисторными передатчиками с цифровым управлением их динамикой. При этом одной из основных задач становится выбор топологии мощного выходного каскада, обеспечивающего формирование выходного напряжения ключевыми методами с пониженным содержанием высших гармоник. Полная фильтрация этих гармоник осуществляется нагрузкой, т. е. узкополосной антенной, добротность которой, как правило, составляет сотни единиц. Таким образом, ставится задача выбора структуры мощного выходного ключевого каскада, генерирующего напряжение определенной формы и исключающего применение сложных реактивных фильтров. Рациональным также представляется применение модульного принципа построения ключевого каскада, при котором заданная мощность передатчика обеспечивается суммированием мощностей однотипных ячеек. Решение такой задачи позволит существенно снизить габаритные показатели выходного каскада и повысить его надежность.

В работе [2] для построения мощного транзисторного модуля ДВ передатчика предложено использовать многоячейковую структуру мостовых резонансных инверторов напряжения (структура Харди). Цель данной работы – применить эту структуру для построения модуля СДВ передатчика, определить оптимальное количество мостовых ячеек, оценить уровни гармоник напряжения ступенчатой формы на входе антенны и выполнить моделирование процессов установления радиоимпульса тока антенны. Рассмотрим вариант управления транзисторными ключами, при котором длительности ступенек выходного напряжения одинаковы.

На рис. 1 (см. ниже) в качестве иллюстрации приведена компьютерная модель выходного ключевого каскада, состоящего из двух мостовых ячеек. Меняя количество ячеек, сохраняя при этом неизменной амплитуду ступенчатого напряжения на входе антенны, определим его спектральный состав, в частности уровни первой (полезной) гармоники и нечетных гармоник (третьей и пятой), способных повлиять на нелинейные искажения радиоимпульса тока в антенне.

Результаты расчета гармонического состава выходного напряжения ступенчатой формы для различного числа мостовых ячеек приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Зависимости амплитуд гармоник от числа ячеек

Количество ячеек	1	2	3	4	5	6	7
$\bar{U}_{m(1)}$	1,270	0,870	0,851	0,832	0,822	0,821	0,820
$\bar{U}_{m(3)}$	0,421	0,312	0,141	0,113	0,106	0,101	0,098
$\bar{U}_{m(5)}$	0,251	0,182	0,163	0,072	0,051	0,047	0,042

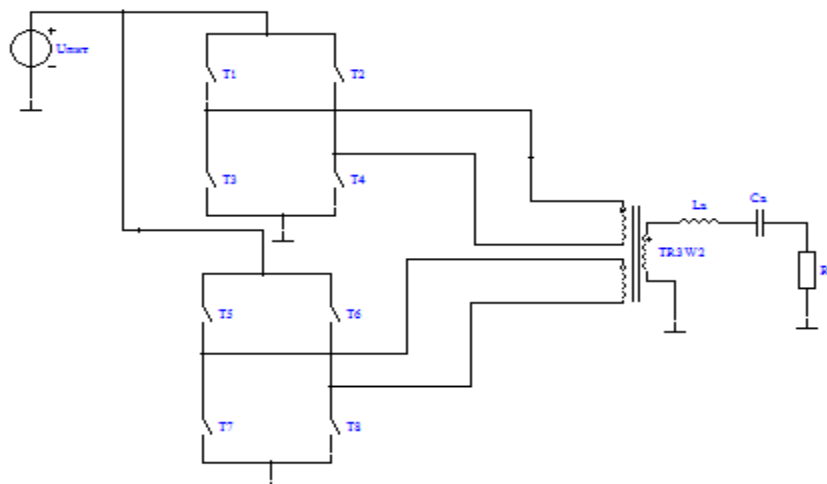


Рис. 1. Модель ключевого СДВ генератора на двух ячейках

Амплитуды гармоник напряжения нормированы по напряжению питания ключевого СДВ генератора. Как следует из таблицы 1 оптимальным по соотношению уровней гармоник и сложности генератора можно считать вариант, соответствующий пяти мостовым ячейкам. Выбор большего числа ячеек приводит к незначительному улучшению уровней гармоник, но заметно усложняет схему модуля ключевого генератора.

На рис. 2 представлен процесс нарастания тока в антенне СДВ ключевого генератора, включающего пять мостовых ячеек, с суммарной мощностью 150 кВт, работающего на частоте 20 кГц.



Рис. 2. Процесс нарастания тока в антенне

На рис. 3 приведен фрагмент стационарного режима для ступенчатого напряжения на входе антенны и ее ток.

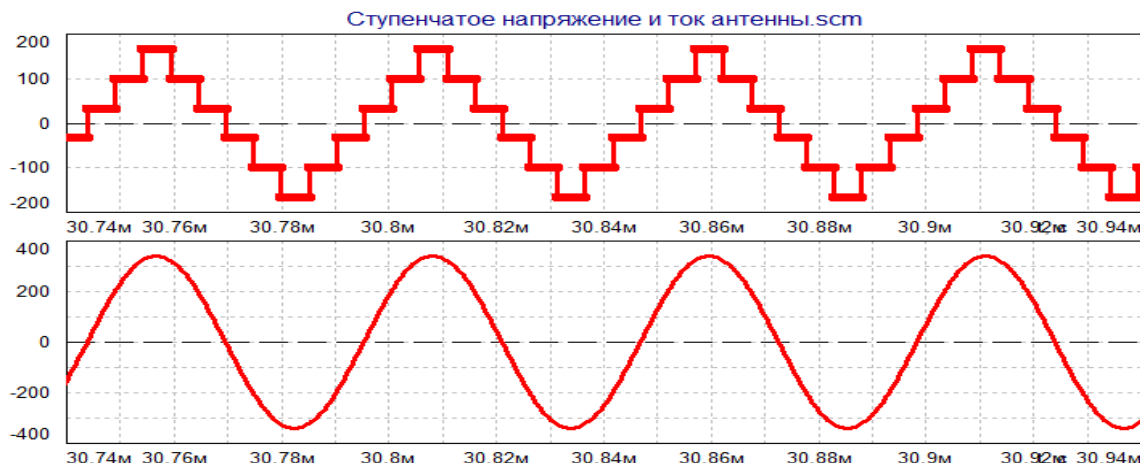


Рис. 3. Ступенчатое напряжение и ток антенны в стационарном режиме

Список используемых источников

1. Сонников А. Г., Григорьев В. Н., Владимиров Д. Н. Создание и развитие радио-передающих средств СДВ- и СНЧ-диапазонов в ОАО РИМР// Электросвязь. 2011. № 4. С. 31–32.
2. Celano T. P., Peterson B. B., Schue C. A. Low Cost Digitally Enhanced Loran for Tactical Applications (LC DELTA) // Thirty-third Annual International Loran Association Technical Symposium. 2004. PP. 68–77.

УДК 621.373.14
ГРНТИ 47.49.31

ЗАДАЧИ ПОСТРОЕНИЯ МОЩНЫХ КАСКАДОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ СДВ ДИАПАЗОНА

А. Н. Головин, В. А. Филин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Анализируются схемотехнические решения и недостатки действующих радиопередающих устройств наземных станций дальней навигации СДВ диапазона. Сформулированы задачи углубленной модернизации выходных каскадов, связанные с заменой ламповых усилителей мощности высокоэффективными транзисторными ключевыми усилителями. Проводится сравнение различных топологий ключевых усилителей.

эквивалентная схема выходного каскада, колебательная система, транзисторный ключевой усилитель мощности.

Действующие сверхдлинноволновые (СДВ) передатчики используют рабочий диапазон частот 3–30 кГц и могут развивать мощность радиоимпульса в антенне до 1–2 МВт. Мощный выходной каскад, как правило, содержит генераторную лампу, выходной фильтр нижних частот (ФНЧ), согласующую цепь и антенный контур высокой добротности. Для обеспечения высокого КПД генераторная лампа (триод или тетрод) работает в режиме класса С, с углом отсечки анодного тока $\theta < 90^\circ$. Импульсы тока содержат значительный уровень высших гармоник сигнала возбуждения, подавление которых требует включения реактивного ФНЧ высокого порядка. Эквивалентная схема, определяющая прохождение радиоимпульса в мощном СДВ передатчике (рис. 1), содержит генераторный триод, антенный контур с добротностью около 600 и радиочастотный ФНЧ из 7 реактивных элементов [1].

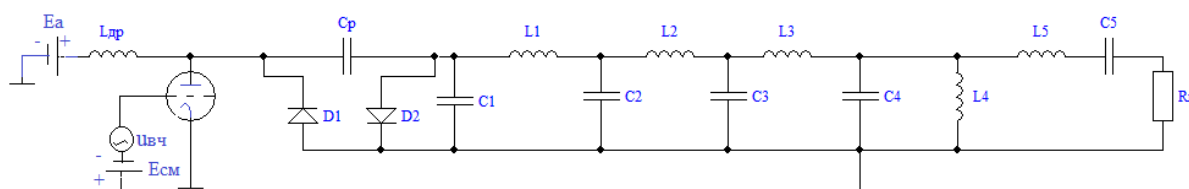


Рис. 1. Эквивалентная схема выходного каскада лампового СДВ передатчика

При возбуждении триода высокочастотным (ВЧ) напряжением $u_{вч}$ с частотой f_0 и длительностью t_u , составляющей приблизительно 10 тысяч периодов колебаний ВЧ, в анодной цепи возникают косинусоидальные импульсы анодного тока i_a , воздействующие через фильтр на высокодобротную нагрузку. В схеме передатчика (рис. 1) могут возникать значительные перенапряжения на фронте и заднем срезе радиоимпульса, представляющие опасность для лампы и элементов фильтра. Для устранения этих напряжений в схему последних модификаций ламповых передатчиков введены ограничительные диодные столбы D_1 и D_2 .

Общий срок эксплуатации подобных передатчиков на данный момент составляет более 50 лет, в связи с чем радиотехническая аппаратура выработала свой ресурс и требует замены. Проведенная в 2014 году сотрудниками АО «РИРВ» ревизия радиотехнической аппаратуры и общепромышленного оборудования наземных станций показала:

- аппаратура и оборудование морально и физически устарели;
- требуется капитальный ремонт систем водяного охлаждения;
- старение и износ элементов, деталей и составных частей привел к изменению их технических параметров, ухудшению основных характеристик аппаратуры;
- имеется существенный недокомплект запасных частей;

– пополнение запасных частей затруднено, т. к. большая часть ранее примененных элементов в РФ не выпускается (значительная часть комплектующих производилась в бывших республиках СССР), а изготовление изношенных узлов экономически не выгодно из-за единичного производства.

Приведенные здесь причины свидетельствуют о необходимости серьезной модернизации действующих мощных СДВ ламповых передатчиков и, возможно, их полной замены высокоэффективными ключевыми транзисторными передатчиками с цифровым управлением процессами формирования радиоимпульсов тока в антенне.

За последние 5 лет достигли зрелости две важные технологии:

– высоковольтные (1200В, 1700 В) карбид-кремниевые (SiC) силовые транзисторы;

– вычислительно мощные и относительно недорогие микроконтроллеры.

Высоковольтные SiC транзисторы по сравнению с IGBT транзисторами позволяют в 5–10 раз увеличить частоту коммутации и, как следствие, в несколько раз улучшить массогабаритные показатели устройства. За счёт уменьшения габаритов встроенного фильтра, можно увеличить КПД преобразования, снизить требования к системе охлаждения, при этом сохраняя соизмеримые характеристики по удельной стоимости всего устройства в пересчёте на один ватт мощности. Внедрение SiC транзисторов имеет особенности, которые необходимо учитывать при разработке новых устройств. SiC транзисторы в несколько раз, в некоторых случаях на порядок, уступают IGBT транзисторам по максимально допустимым токам на один транзистор. Таким образом, построение мощного передатчика СДВ диапазона на SiC транзисторах, конкурирующего с аналогичной системой на IGBT транзисторах, возможно только с применением модульного принципа построения.

Развитие современных микроконтроллеров по вычислительной мощности при сохранении приемлемой стоимости позволяет реализовать полностью цифровое управление и диагностику и организовать параллельную работу нескольких однотипных модулей для увеличения общей мощности системы. Применение полностью цифрового управления с обратными связями на микроконтроллере позволяет изменять функциональность устройства путем изменения встроенного программного обеспечения.

С учётом описанных современных тенденций естественным образом возникает задача создания мостовой ячейки ключевого усилителя мощности на SiC транзисторах с полностью цифровым управлением и объединения таких ячеек с целью построения функционально законченного модуля передатчика. Предусматривается возможность параллельной работы однотипных модулей с целью выхода на конечную заданную мощность передатчика [2]. Благодаря применению однотипных модулей относительно

невысокой мощности, работающих параллельно, решается задача повышения надёжности и отказоустойчивости всей системы в целом. Достигается технологичность и ранний выход на массовое производство с закупкой комплектующих изделий по более выгодным ценам. Существенно сокращаются сроки разработки новых устройств.

Список используемых источников

1. Артым А. Д., Филин В. А., Есполов К. Ж. Новый метод расчета процессов в электрических цепях. СПб. : Элмор, 2001. 192 с. ISBN 5-7399-0086-7.
2. Сонников А. Г., Григорьев В. Н., Владимиров Д. Н. Создание и развитие радиопередающих средств СДВ- и СНЧ-диапазонов в ОАО РИМР // Электросвязь. 2011. № 4. С. 31–32.

УДК 519. 21
ГРНТИ 27.43.15

СПОСОБ НАХОЖДЕНИЯ СРЕДНЕГО ЧИСЛА ПРЕВЫШЕНИЯ ЗАДАННОГО УРОВНЯ СТАЦИОНАРНЫМ ГАУССОВСКИМ ПРОЦЕССОМ НА ОСНОВЕ ЕГО КАНОНИЧЕСКОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

А. В. Денисов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассмотрен способ решения задачи о среднем числе превышения заданного уровня стационарным гауссовским процессом. Предложенный способ является альтернативным к известному строгому выводу формулы, полученной Е. В. Булинской в терминах автокорреляционной функции. Альтернативный способ одновременно опирается на выражение для функционала плотности вероятности и на декомпозицию Карунена-Лозва гауссовского узкополосного процесса.

задача о среднем числе превышения уровня; каноническое разложение; функционал плотности вероятности.

Задача о среднем числе превышения некоторого заданного уровня случайным стационарным процессом рассматривалась в работах многих авторов [1–10], причём в работах [1–5] решение этой задачи вытекало из решения другой математической задачи – о среднем числе корней многочлена со случайными коэффициентами. Используемая в теории электрической связи формула о среднем числе превышения стационарным гауссовским

процессом некоторого заданного уровня была впервые строго получена Е. В. Булинской в работе [10], которая исправила неточность вывода этой формулы, допущенной Райсом в работе [9]. Заметим, что нестрогий способ вывода этой формулы рассмотрен также в обзорной работе [7].

Допущенная в работах [7, 9] математическая ошибка заключалась в том, что переход к интегралу, ведущему к окончательной формуле, осуществлялся, опираясь не на интегральную сумму Римана, а на другое выражение, хотя окончательная формула (полученная не из строгой теории) совпадает с формулой, полученной Е. В. Булинской строгим способом.

В данном докладе мы рассмотрим альтернативный способ [11] (к упомянутым работам) решения задачи о выбросах стационарного гауссовского узкополосного процесса, характеризуемого экспоненциально-косинусоидальной автокорреляционной функцией (АКФ), опираясь на каноническое разложение случайного процесса (СП) и на вид функционала плотности распределения вероятностей [12] для его реализаций. Напомним, что функционал плотности распределения вероятностей образуется из n -мерной плотности распределения с помощью предельного перехода, когда ранг дробления процесса стремится к нулю (при этом n стремится к бесконечности). Учитывая широкую область применения результатов этой задачи в радиотехнике и радиофизике, представляет интерес получить аналитическое решение данной задачи другим способом.

Нахождение функционала плотности вероятностей, который показывает относительную вероятность появления той или иной траектории СП, сводится к решению интегрального уравнения Фредгольма. В работе [12] получено точное выражение для этого функционала в случае рассмотрения гауссовского СП, автокорреляционная функция (АКФ) которого имеет вид:

$$K(\tau) = \sigma^2 \exp(-a|\tau|) \left(\cos(\omega_1 \tau) + \frac{a}{\omega_1} \sin(\omega_1 |\tau|) \right). \quad (1)$$

Рассмотрим на некотором конечном промежутке $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ множество траекторий СП. Для АКФ (1) (и для соответствующей ей спектральной плотности мощности) известно выражение для функционала плотности вероятности [12], который позволяет найти отношение вероятностей реализаций СП (но не сами вероятности, которые зависят от ранга дробления траекторий) для любых пар его реализаций. Напомним, что функционал плотности вероятности той или иной реализации случайного процесса $F(x(t))$ зависит не только от функции, описывающей реализацию СП, но также от её первой и второй производной, существование которых и непрерывность которых постулируем [12].

Длину рассматриваемого интервала выберем равной периоду первой гармоники T_0 в каноническом разложении стационарного гауссовского процесса по тригонометрическому базису [11] со случайными коэффициентами A_k , также имеющими гауссовское распределение, причём дисперсии случайных элементарных процессов находятся по известной автокорреляционной функции в соответствии с теорией канонического разложения и теоремой Винера-Хинчина.

Исключив в каноническом разложении члены ряда, соответствующие достаточно высоким гармоникам и дающие незначительный вклад в суммарную дисперсию СП, рассмотрим конечную сумму канонического ряда:

$$x(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos\left(\frac{2\pi k}{T_0} t + \varphi_k\right). \quad (2)$$

Период основной гармоники канонического разложения T_0 обратно пропорционален эффективной ширине энергетического спектра. Для рассматриваемого СП этот период определяется характерным масштабом a^{-1} изменения «огибающей» автокорреляционной функции.

Заметим, что если завязать значение периода первой гармоники в каноническом разложении, то дальнейшая схема решения задачи не изменится, но придётся рассмотреть большее число гармоник (при более мелком дроблении дискретного энергетического спектра, соответствующего формуле (2)).

Перейдём теперь к изложению способа нахождения среднего числа выбросов за время T_0 . Зная выражение для функционала плотности для каждой элементарной составляющей:

$$A_k \cos\left(\frac{2\pi k}{T_0} t + \varphi_k\right) \quad (3)$$

из канонического разложения (2), можно сначала определить [11] (с точностью до некоторого множителя, зависящего от ранга дробления) вероятности появления k -ой гармоники из разложения (3), у которой амплитуда превышает некоторое заданное значение $|C|$.

Оказывается, что для определения среднего числа переходов через уровень достаточно рассмотреть лишь те траектории, которые задаются базисными функциями, входящими в каноническое разложение, а не их линейные комбинации [11]. В самом деле, рассмотрим кортеж реализаций случайного процесса. Назовем основным набором кортеж реализаций на промежутке $[-T_0/2, T_0/2]$, где T_0 – период первой гармоники канонического разложения случайного процесса. Расширенным набором будем называть кортеж реализаций СП на промежутке $[-NT_0/2, NT_0/2]$, где N – натуральное число. Поскольку СП, описываемый разложением (2), является периодическим в среднем квадратичном, то число переходов через заданный уровень любой

траекторией из расширенного набора будет в N раз больше числа переходов через этот уровень этой траекторией на основном промежутке. Если рассмотреть выражение для функционала плотности для траектории из расширенного набора, то можно прийти к следующему выводу: выбором достаточно большого номера N отношение функционала плотности вероятности для любой линейной комбинации гармоник к функционалу плотности для любой отдельной гармоники из этой комбинации можно сделать меньше любой заданной малой величины. Таким образом, среднее число пересечений через заданный уровень на промежутке $[-NT_0/2, NT_0/2]$ будет определяться только вероятностями реализаций отдельных гармоник в каноническом разложении (2) и количеством пересечений уровня каждой гармоникой (3) [11]. Дальнейшая схема вывода формулы аналогична нахождению среднего значения случайной величины и приведена в [11].

Рассмотренный способ вывода формулы может быть обобщён на гауссовские СП с энергетическим спектром, представляющим собой суперпозицию спектров, соответствующих квазиузкополосным процессам.

Формулу для нахождения числа переходов через уровень [11] можно использовать при решении задач, связанных с превышением амплитуды поля радиоволны, но также и в других прикладных задачах, например, при нахождении вероятности обрушения морских (океанических) волн, в эконометрике и т. д.

Представляет также интерес применить данный подход к статистической задаче о проверке гипотезы, что СП не имеет гауссовское распределение, с той целью, чтобы в задачах теории цифровой электрической связи применять специальные способы компенсации помех в случае негауссовских помех.

Список используемых источников

1. Littlewood J. E. and Offord A. C. (1943). On the number of real roots of a random algebraic equation // III. Rec. Math. [Mat. Sbornik] N.S. 12(54), 1943. 277–286.
2. Кас М. On the Average Number of Real Roots of a Random Algebraic Equation // Bull. Amer. Math. Soc. 49, 1943. 314–320
3. Wilkins J. E. An asymptotic expansion for the expected number of real zeros of a random polynomial // Proc. Amer. Math. Soc. 103, 1988. 1249–1258.
4. Kostan E. On the Distribution of Roots in a Random Polynomial // Ch. 38 in From Topology to Computation : Proceedings of the Smalefest (Ed. M. W. Hirsch, J. E. Marsden, and M. Shub). New York : Springer-Verlag, 1993. PP. 419–431.
5. Edelman A. and Kostlan E. How Many Zeros of a Random Polynomial are Real? // Bull. Amer. Math. Soc. 32, 1995. PP. 1–37.
6. Rice S. O. The distribution of the maxima of a random curve // Amer. J. Math. 1939. Vol. 61. PP. 409–416.
7. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов // Успехи физ. наук. 1962. Т. 77. Вып. 3. С. 449–480.
8. Тихонов В. И., Хименко В. И. Выбросы траекторий случайных процессов. М. : Наука, 1987. 304 с.

9. Райс С. Теория флуктуационных шумов // В сб. «Теория передачи электрических сигналов при наличии помех»; пер. с англ. / Под ред. Н. А. Железнова. М. : ИЛ, 1953. С. 88–238.

10. Булинская Е. В. О среднем числе пересечений некоторого уровня стационарным гауссовским процессом // Теория вероятностей её применение. 1961. Т. 6. Вып. 4. С. 474–478.

11. Лобанов И. Д., Денисов А. В. Точное аналитическое решение задачи о среднем числе выбросов узкополосного гауссовского случайного процесса // Научно-технические Ведомости Санкт-Петербургского Политехнического Университета. 2012. № 2 (242). С. 136–140.

12. Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М. : Сов. радио, 1971. 416 с.

УДК 519.237.3, 551.509.13
ГРНТИ 28.17.19, 83.03.29

ВЫЯВЛЕНИЕ СИСТЕМНОГО ФАКТОРА В РАБОТЕ СЕТИ СВЯЗИ

А. В. Денисов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Обсуждаются варианты решения задачи проверки гипотезы о наличии системного фактора, приводящего к слабозаметным нарушениям в работе некоторых подсистем сети связи, при условии, что не известно математическое ожидание случайной пуассоновской величины, которая задаёт среднее число нарушений в работе каждой исследуемой подсистемы за некоторый промежуток времени. Системный фактор, который приводит к нарушениям в работе подсистемы сети связи на фоне действия случайных факторов, можно выявить по данным всего лишь одной реализации случайной величины на основании алгоритма О. В. Шестакова.

выявление системного фактора, сенсорные сети связи, противодействие радиоэлектронной борьбе.

В наступившем столетии в связи с быстрым внедрением сенсорных сетей связи различной структуры и различного предназначения на фоне обострившегося информационного противоборства и радиоэлектронной борьбы [1] становится актуальной задача о выявлении системного фактора, влекущего нарушение штатной работы той или иной подсистемы сети связи (ПСС). Таким фактором может быть преднамеренная помеха небольшой мощности, приводящая к малозаметному нарушению штатной работы сети связи на фоне действия случайных факторов.

Интенсивные исследования надёжности каналов радиовещания по малому числу измерений начали проводиться с шестидесятых годов предшествующего столетия. В частности, по этой теме в конце шестидесятых годов двадцатого века Ю. А. Черновым был выполнен цикл работ (опубликованных в «Трудах НИИР»), которые вошли в его монографию [2]. К этим задачам примыкает и задача о выявлении системного фактора в работе ПСС.

Нетривиальное решение одной задачи о выявлении системного фактора по данным всего лишь одного измерения было рассмотрено в одной видео-лекции, прочитанной в МГУ проф. О. В. Шестаковым по курсу «Вероятностные модели» [3] и размещённой на официальном сайте МГУ.

Мы рассмотрим применение способа выявления системного фактора, рассказанного О. В. Шестаковым в его видео-лекции (на примере двух заводов), к аналогичной задаче о сетях связи.

Рассмотрим сначала сенсорную сеть связи с топологией «звезда» [4]. Такая сеть состоит из M (где $M \geq 2$) подсистем, каждая из которых независимо от других подсистем доставляет сообщения центральному устройству. Для описания нарушений в работе сенсорных сетей в терминах теории вероятностей необходимо считать выполненным для каждой ПСС определенного комплекса условий, а наличие случайных факторов дополнительно обосновывает описание нарушений в работе отдельных ПСС в терминах случайных событий. Будем считать, что каждая ПСС характеризуется такими одинаковыми характеристиками (входящими в комплекс контролируемых условий), как используемая полоса частот, вид применяемой для передачи информации цифровой модуляции, показатель энергетической эффективности и отсутствие преднамеренных помех.

Будем интересоваться такими событиями, как потеря сообщения, передаваемого центральному устройству. Такие события могут быть вызваны как случайным, так и системным фактором, например, преднамеренной помехой, действие которой в случае её невысокой мощности может быть ошибочно воспринято как действие случайного фактора.

Пусть в подсистемах S_1, S_2, \dots, S_N или в некоторых из них за некоторый промежуток времени зафиксированы случаи нарушения их нормальной работы. Будем полагать, что такие события в работе системы являются достаточно редкими: $\frac{n_i}{N_i} \ll 1$, где n_i – число потерянных сообщений в подсистеме S_i ($i=1, \dots, M$), а N_i – число сообщений, отправленных подсистемой S_i центральному узлу за время наблюдения. Обозначим ξ_i случайную величину, которая задаёт число нарушений в работе соответствующей ПСС S_i за время наблюдения.

Запишем ξ_i ($i=1, \dots, M$) как сумму случайных индикаторов $I_j^{(i)}$ [3]:

$$\xi_j = I_1^{(j)} + I_2^{(j)} + \dots + I_{N_j}^{(j)}, \text{ где } I_j^{(i)} = \begin{cases} 1 & p_i, \\ 0 & 1 - p_i, \end{cases} \quad j=1, \dots, N_j,$$

причём случайная величина $\xi_j \in \Pi(\lambda_j)$, т. е. распределена по закону Пуассона с некоторым неизвестным нам параметром λ_j . Пусть за время наблюдения ξ_j приняла значение n_j .

Случай 1. Рассмотрим любые две одинаковые по своим характеристикам ПСС, в работе которых за время наблюдения зафиксированы нарушения. Пусть n_1 и n_2 – соответственно число нарушений в первой и во второй подсистеме, и для определённости примем, что $n_1 > n_2$. Можно поставить следующий вопрос: обусловлены ли значения реализаций случайных величин случайными факторами или в первой подсистеме имеется системный фактор, который привёл к большему числу потерь сообщений за одинаковый период времени.

Если плотности распределения узлов и количество узлов в каждой из ПСС приблизительно одинаковы, то можно сформулировать [3] две гипотезы относительно неизвестных нам математических ожиданий пуассоновских величин: гипотезу A , что $\lambda_1 \neq \lambda_2$, и гипотезу B , что $\lambda_1 = \lambda_2$. Если вероятность выполнения гипотезы B превышает некоторый пороговый уровень, то можно считать (с учётом непрерывной зависимости этой вероятности от параметров λ_1 и λ_2), что в первой системе не действует системный фактор, а различие двух значений n_1 и n_2 объяснить действием случайных факторов. Если же гипотеза B не подтверждается, тогда есть основание предположить наличие системного фактора в работе первой подсистемы.

Предположим, что выполнена гипотеза B . В этом случае (следуя алгоритму, предложенному О. В. Шестаковым), с учётом того, что сумма двух пуассоновских величин есть снова пуассоновская величина с параметром $\lambda = \lambda_1 + \lambda_2$, напишем условную вероятность:

$$P(\xi_1 = n_1 | \xi_1 + \xi_2 = n_1 + n_2) = \frac{(n_1 + n_2)!}{n_1! n_2!} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} \right)^{n_1} \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \right)^{n_2}. \quad (1)$$

Это выражение связано с биномиальным распределением:

$$Bi\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2}, n_1 + n_2\right),$$

поскольку алгебраическая запись формулы (1) совпадает с формулой для вероятности события, что при $(n_1 + n_2)$ бросаниях монеты, когда вероятность выпадения «герба» равна $p = \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2}$, n_1 раз выпадет «герб».

В случае, когда $\lambda_1 = \lambda_2$, условная вероятность (1) равна:

$$\left(\frac{1}{2}\right)^{n_1+n_2} (n_1+n_2)! \sum_{k=n_1}^{n_1+n_2} \frac{1}{k!(n_1+n_2-k)!},$$

причём в это выражение уже не входят параметры λ_1 и λ_2 [3].

В случае, когда значения n_1 и n_2 достаточно велики в сравнении с единицей, используя интегральную теорему Муавра-Лапласа, можно записать [3]:

$$P(\xi_1 \geq n_1 | \xi_1 + \xi_2 = n_1 + n_2) = 1 - \Phi\left(\frac{n_1 - \frac{1}{2}(n_1 + n_2)}{\frac{1}{4}(n_1 + n_2)}\right), \quad (2)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ – функция ошибок.

Если вероятность (2) окажется меньше некоторого порогового значения, тогда гипотезу B можно отбросить, если только быть уверенным в отсутствии системного фактора во второй подсистеме. Если эта вероятность, например, меньше или порядка 0.05, тогда следует признать, как наиболее вероятную, гипотезу A . Отличие значений математических ожиданий соответствующих пуассоновских величин может означать существование некоторого системного фактора в работе первой подсистемы, например, преднамеренной помехи. Однако нужно проверить наличие системного фактора во второй ПСС, сравнив соответствующие показатели и решив соответствующую задачу проверки гипотез для других всевозможных пар подсистем, полагая, что, хотя бы одна из подсистем работает в штатном режиме.

Если подсистемы не идентичны, например, имеют различное число узлов, то можно ввести соответствующие корректировки для параметров пуассоновской величины для каждой подсистемы с учётом плотности расположения узлов и их количества на основе предварительного имитационного моделирования [4]. При этом гипотезу B нужно будет переформулировать с учётом того, что $\lambda_1 \neq \frac{1}{2}$. Это приведёт лишь к изменению параметра

$\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2}$ в биномиальном законе распределения и в выражении для $P(\xi_1 \geq n_1 | \xi_1 + \xi_2 = n_1 + n_2)$, которое в общем случае имеет вид:

$$1 - \Phi \left(\frac{n_1 - \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} (n_1 + n_2)}{\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} \frac{\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} (n_1 + n_2)} \right).$$

Случай 2. В случае рассмотрения трёх подсистем условная вероятность:

$$P(\xi_1 = n_1 | \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 = n_1 + n_2 + n_3)$$

будет даваться выражением $\frac{(n_1 + n_2 + n_3)!}{n_1!(n_2 + n_3)!} \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3} \right)^{n_1} \left(\frac{\lambda_2 + \lambda_3}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3} \right)^{n_2 + n_3}$,

которое можно связать со случайной величиной, имеющей биномиальное распределение $Bi \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}, n_1 + n_2 + n_3 \right)$. При проверке гипотезы, что

$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$, нетрудно получить выражение для условной вероятности:

$$P(\xi_1 \geq n_1 | \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 = n_1 + n_2 + n_3) = 1 - \Phi \left(\frac{n_1 - \frac{1}{3}(n_1 + n_2 + n_3)}{\frac{2}{9}(n_1 + n_2 + n_3)} \right).$$

Случай 3. В случае древовидной структуры сети связи решение задачи может быть получено аналогично выше рассмотренному случаю с учётом того, что сумма нескольких случайных пуассоновских величин есть снова пуассоновская величина. Рассмотренный алгоритм можно обобщить, задавая одновременно и интервалы изменения параметров пуассоновских величин в одной из гипотез, и максимальное пороговое значение для соответствующих условных вероятностей событий.

Аналогично можно исследовать работу двух радиотехнических систем, располагая найденными числами битовых ошибок за некоторый промежуток времени. При этом можно выявить случай, когда в одной системе помеха является гауссовой, а в другой системе – другая помеха, которая может привести к большему числу битовых ошибок за одинаковое время наблюдения (при прочих контролируемых условиях). Можно компенсировать негауссову помеху посредством рассмотрения в качестве алгоритма распознавания принятых сигналов дисперсионной обработки, эффективность использования которой (по сравнению с корреляционной обработкой) была показана П. П. Шумаковым в его докладе на этой секции.

Список используемых источников

1. Макаренко С. И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетевых войнах начала XXI века : монография. СПб. : Научное издательство «Лань». 2017. 546 с.
2. Чернов Ю. А. Специальные вопросы распространения радиоволн в сетях связи и радиовещания. М. : Техносфера. 2019. 688 с.
3. Королев В. Ю., Шестаков О. В. Вероятностные модели. М. : МГУ. 2020. 257 с.
4. Киричек Р. В. Разработка и исследование комплекса моделей и методов для летающих сенсорных сетей: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.13 / Киричек Руслан Валентинович. Санкт-Петербург, 2017. 316 с.

УДК 621.396.677.75
ГРНТИ 47.45.29

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТЕРЖНЕЙ НА КСВН ФАР СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

М. В. Державин, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе рассматривается фазированная антенная решётка на диэлектрических стержнях с коаксиальным питанием излучателей (частный случай из 2-х стержней). Проводится исследование влияния соотношений длин излучателей на значение КСВН в диапазоне 8–16 ГГц. Показана возможность возбуждения элементов ФАР через прямоугольный волновод. Представлены результаты измерений и сделаны выводы о влиянии длин стержней на качество излучения ФАР и диаграмму направленности.

СВЧ, диэлектрическая антенна, спутниковая связь.

Системы спутниковой связи (ССС) последнее время становятся очень востребованы. Возрастает количество орбитальных группировок спутников, растет количество стран, желающих иметь подобные системы связи. Преимущества спутниковой связи приводят к тому, что ее внедрение и в гражданский сегмент (телефонная связь, телевидение, интернет), и в оборонный, сегодня беспрецедентно.

В основном, спутники используются для связи, навигации, локации и уточнения расположения объектов (картография), а также для поиска подвижных объектов. Сигнал со спутника у поверхности земли очень слаб, это основная особенность всех ССС.

Учитывая, насколько сильно падает уровень излучаемого сигнала при прохождении расстояния между спутником и наземной станцией приёма, а также зная, что излучаемая спутником мощность ограничена техническими возможностями малых габаритов спутника, можно с уверенностью сказать, что КСВН излучателей становится особенно важным фактором [1].

В продолжение предыдущей публикации, посвящённой идее коаксиального питания диэлектрического стержня [2], была предложена идея синтеза ФАР с подобным типом питания уже для частного случая из двух стержней.

За основу АФТ вновь взят прямоугольный волновод 23×10 мм. На широкой стороне волновода было сделано два отверстия, на них закреплены металлические цилиндры. Центральные проводники проходят внутри цилиндров, не касаясь их и верхней стенки волновода (припаяны к нижней). На рис. 1 и 2 видно смоделированное представление предложенной идеи в САПР Компас-3Д. Для подстройки ХХ используется плунжер в конце волновода.



Рис 3. Синтезированный масштабный макет

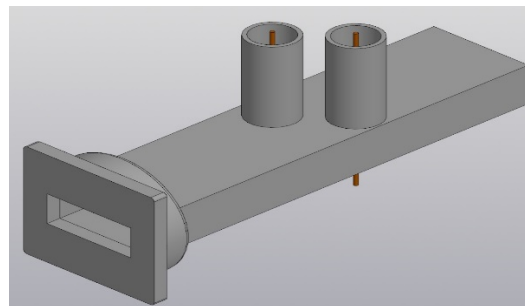


Рис 1. Модель ФАР на двух стержнях, созданная в САПР КОМПАС-3D (вид без излучателей)

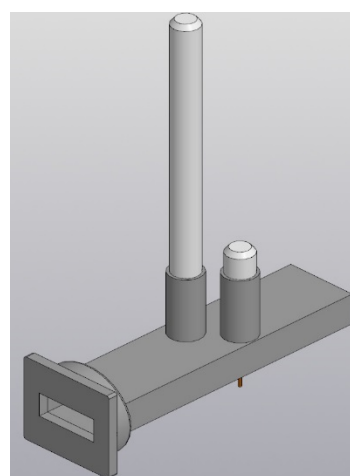


Рис 2. Модель ФАР на двух стержнях, созданная в САПР КОМПАС-3D (установлены излучатели разной длины)

В процессе синтеза макета было принято решение покрыть изделие жидкой резиной. Это сделано во избежание переотражений от металла волновода. Результат макетирования представлен на рис. 3.

Необходимо определить зависимость КСВН обоих излучателей от геометрии стержней, в данном случае, от их длины. Эксперименты проводились в лаборатории СВЧ СПбГУТ, где был подготовлен измерительный стенд. Данный стенд состоит из измерителя КСВН панорамного Р2-67 (ГКЧ), который использовался в качестве источника сигнала, и индикатора КСВН

и ослабления Я2Р-67. Внешний вид измерительного стенда представлен на рис. 4 и 5.

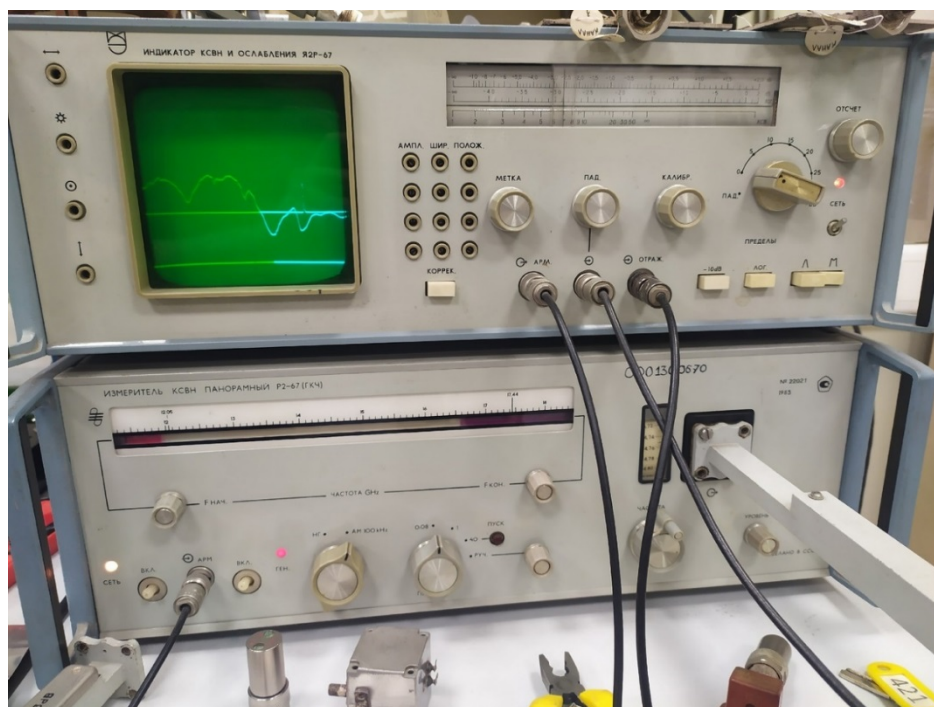


Рис. 4. Измерительный стенд для проведения экспериментов

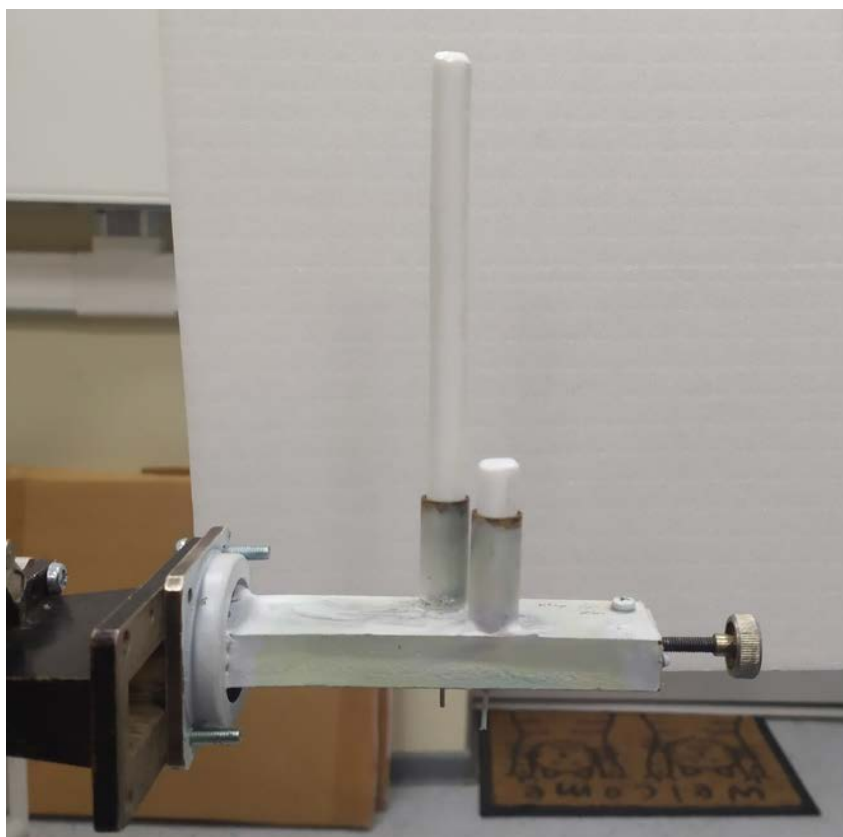


Рис. 5. Крепление макета на измерительном стенде

В начале эксперимента с помощью плунжера (ХХ) был установлен наилучший режим для излучения подаваемой мощности. Далее, были подготовлены три диэлектрических стержня, короткий, длиной 38 мм, средний, длиной 91 мм, и длинный, длиной 133 мм [3]. Данные стержни (излучатели) устанавливались во всех возможных комбинациях. Были сняты характеристики КСВН и частоты наилучшего КСВН для каждой комбинации. Одна из характеристик, снятых в процессе измерений, представлена на рис. 6.

Результаты измерений представлены в таблице 1.



Рис. 6. Характеристика, полученная в процессе измерения КСВН и частот. Стрелками отмечены провалы КСВН

ТАБЛИЦА 1. Результаты измерений наилучших значений КСВН при всех комбинациях излучателей, отличающихся геометрией

Положение стержней от АФТ		Лучшее значение КСВН 1-го излучателя	Частота, ГГц лучшего значения КСВН 1-го излучателя	Лучшее значение КСВН 2-го излучателя	Частота, ГГц лучшего значения КСВН 2-го излучателя
Короткий	Средний	13,12	13,125	11,5	14,24
Короткий	Длинный	16,5	13,1	8,9	14,24
Средний	Короткий	9,6	12,985	5,5	14,71
Средний	Длинный	9,6	12,985	3,8	14,24
Длинный	Короткий	10	12,98	4,8	14,7
Длинный	Средний	9	12,98	3,9	14,3

Анализ полученных данных показал, что короткий стержень излучает хуже всего, а средний и длинный стержни вместе лучше других комбинаций, независимо от их взаимного расположения относительно генератора.

ДН подобной ФАР на данном этапе не направленная, для формирования приемлемой ДН планируется использовать опыт предыдущей работы «Коаксиальное питание диэлектрического стержня ФАР ССС» [3] и проводить сужение стержней.

Рассмотренная структура частного случая двухэлементной ФАР, реализованной в формате масштабного макета является рабочей. Показана возможность коаксиального питания сразу нескольких элементов в прямо-

угольном волноводе. Представленные результаты измерений свидетельствуют о влиянии геометрии стержней на КСВН ФАР. Для создания приемлемой ДН необходимо менять конфигурацию стержней.

Список используемых источников

1. Седышев Э. Ю., Державин М. В. Антенная решётка на диэлектрических стержнях для систем спутниковой связи // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 557–562.

2. Седышев Э. Ю., Державин М. В. Коаксиальное питание диэлектрического стержня ФАР ССС // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики. Всероссийская научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей ПКМ-2022: сб. лучших докладов. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 51–55.

3. Воскресенский Д. И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д. И. Воскресенского; изд. 3-е, исп. и доп. М. : Радиотехника, 2008. С. 280–282.

УДК 621.37
ГРНТИ 47.59.31

ГАБАРИТНАЯ ЕМКОСТЬ СЕРДЕЧНИКА В ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЕ ЗАМЕЩЕНИЯ ДРОССЕЛЯ

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Дроссели, намотанные на сердечниках с большой магнитной проницаемостью (десятки – сотни тысяч), позволяют реализовать большие значения индуктивностей при меньших габаритах. Но чем больше значение индуктивности, тем более сказывается влияние даже самой маленькой «паразитной» емкости (единицы пФ) дросселя. На основании проведенных измерений частотных характеристик модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя на нанокристаллическом сердечнике сделана попытка объяснить с физической точки зрения причину возникновения высокочастотной «паразитной» емкости, определяемой сердечником, в эквивалентной схеме замещения дросселя.

дроссель, комплексное сопротивление, схема замещения, нанокристаллический сердечник, «паразитная» емкость.

Данная работа является продолжением работ [1, 2] по моделированию дросселя. В [1] была предложена схема замещения дросселя, намотанного

на нанокристаллическом сердечнике (рис. 1). Она позволяет отдельно рассмотреть влияние провода и сердечника. Для нахождения её параметров для конкретного дросселя необходимо сначала измерить комплексное сопротивление провода используемого сечения и длины, а затем померить комплексное сопротивление дросселя.

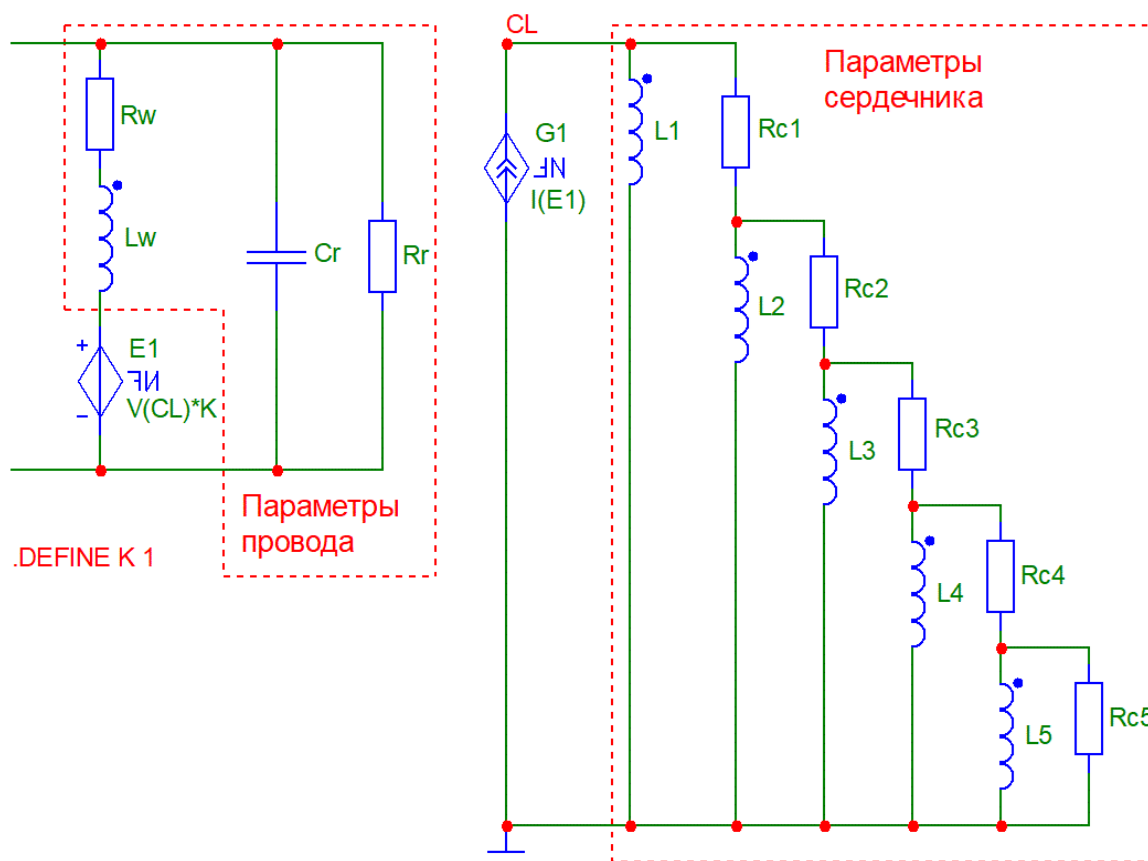


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения дросселя на нанокристаллическом сердечнике

Для определения разброса параметров магнитного материала MSFN производителем этого материала (ПАО «Мстатор», г. Боровичи) сначала были померены частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления провода 1,5 мм длиной 7 см (рис. 2а), на основании чего были найдены параметры провода в схеме замещения дросселя (рис. 1): $L_W = 0,036$ мкГн, $R_W = 0,7$ мОм, $C_R = 1,06$ пФ, $R_R = 500$ кОм. После чего были померены частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления одновиткового дросселя, намотанного на сердечник различного размера (рис. 2б). Измерения проводились на анализаторах импеданса Keysight E4982A (в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц) и Keysight E4980AL (в диапазоне частот 1 кГц до 1 МГц).

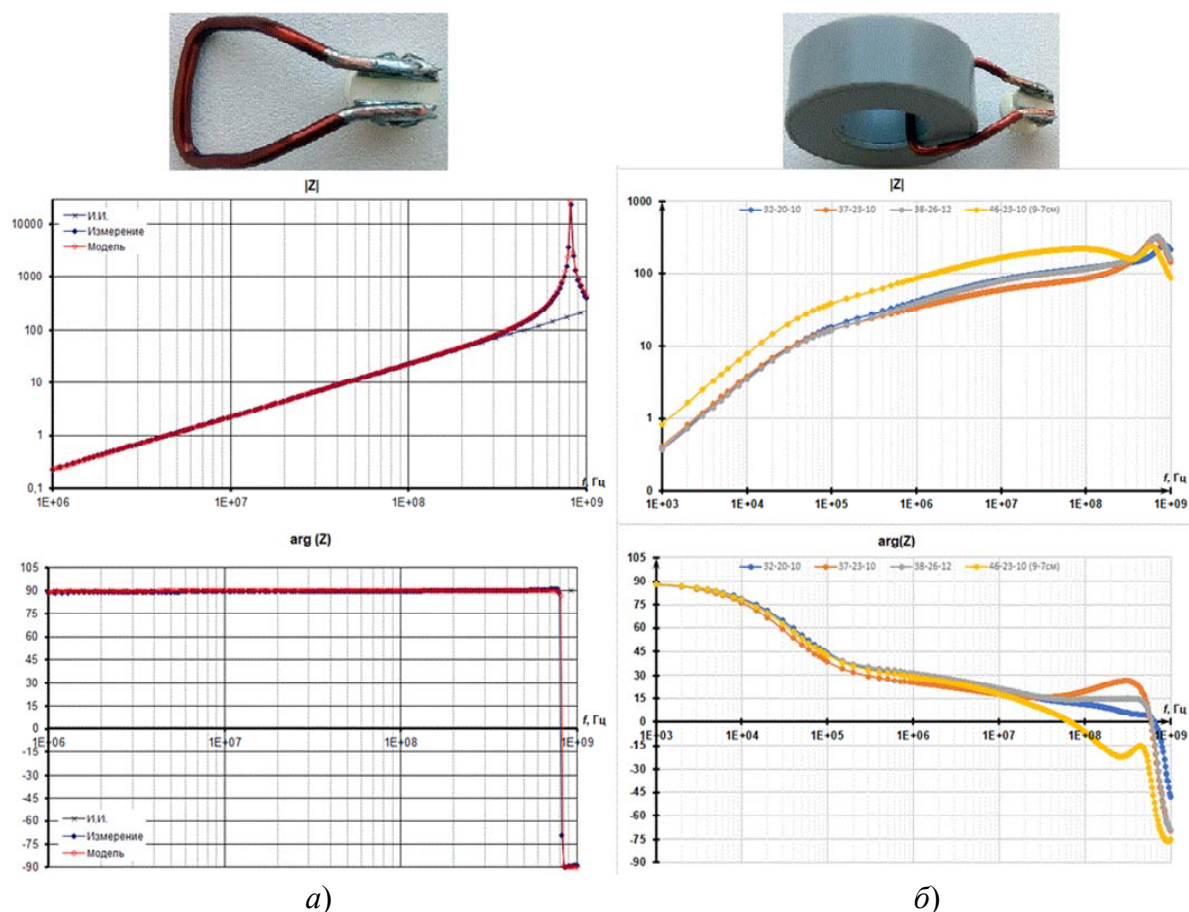


Рис. 2. Измеренные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления: а) провода (одного витка); б) одновиткового дросселя, намотанного на нанокристаллическом сердечнике MSFN различного размера

У сердечника большого размера (46×23×10 мм) в отличие от сердечников меньшего размера выявилась новая особенность – увеличена «паразитная» емкость дросселя, т.к. фаза комплексного сопротивления дросселя пересекает 0° на меньшей частоте (рис. 2б). Для дросселя с данным сердечником были найдены параметры сердечника в схеме замещения дросселя (рис. 1): $L_1 = 55$ мкГн, $L_2 = 14$ мкГн, $L_3 = 3,5$ мкГн, $L_4 = 0,6$ мкГн, $L_5 = 0,05$ мкГн, $R_1 = 18$ Ом, $R_2 = 16$ Ом, $R_3 = 26$ Ом, $R_4 = 26$ Ом, $R = 16$ Ом. Модуль и фаза комплексного сопротивления схемы замещения дросселя с данными параметрами имеет хорошее совпадение с измеренными модулем и фазой комплексного сопротивления дросселя (рис. 3а), но в районе десятков и сотен МГц начинаются расхождения (рис. 3а). При увеличении емкости провода C_R до 3,5 пФ расхождения остались только в районе сотен МГц (рис. 3б). Это говорит о том, что в схеме замещения дросселя (рис. 1) нужна ещё одна емкость, которая определяется размерами сердечника.

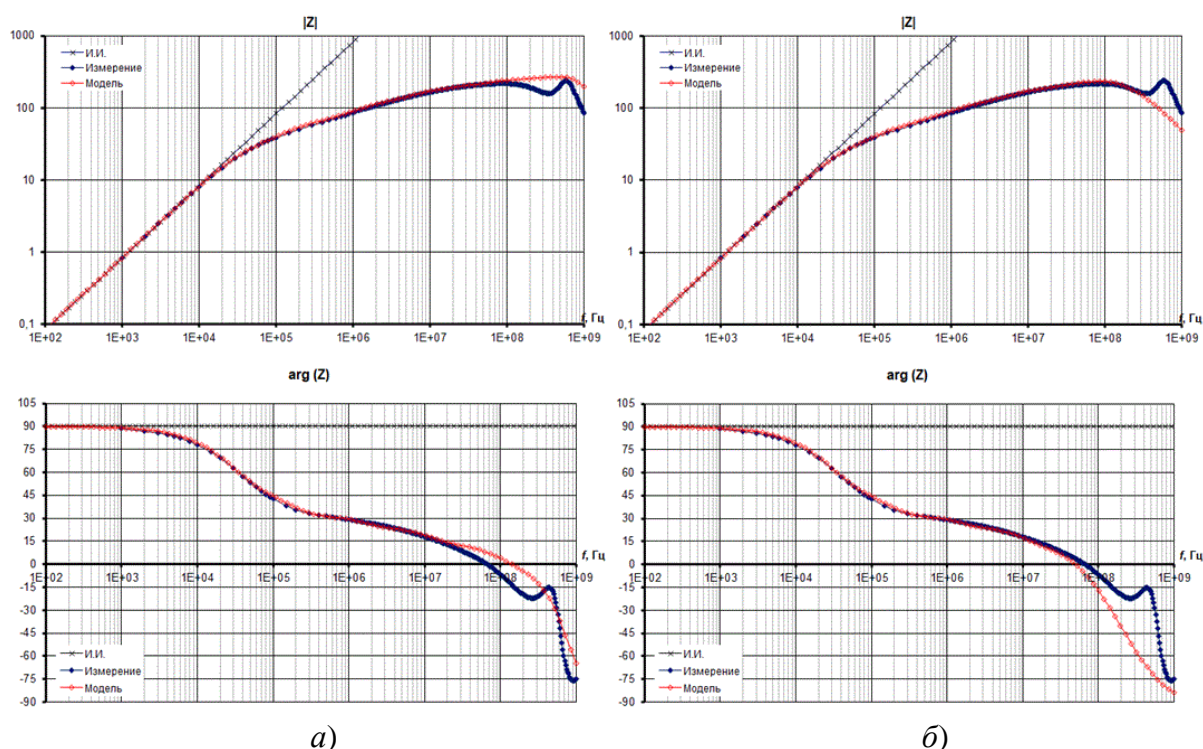


Рис. 3. Измеренные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя и рассчитанные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления схемы замещения дросселя:

а) $C_R = 1,06$ пФ; б) $C_R = 3,5$ пФ

Из-за же чего возникает эта емкость в схеме замещения дросселя? Возможно 2 варианта: 1 – из-за комплексной магнитной проницаемости сердечника (как, например, в феррите [2]); или 2 – из-за того, что переменное магнитное поле создает переменное электрическое поле, действие которого и создает емкость в схеме замещения дросселя. В нашем случае это, скорее всего, второй вариант, т. к. эта емкость проявляется только при больших габаритах сердечника. Поэтому данную емкость и назвали «габаритная емкость сердечника».

Для учета этой емкости в модель сердечника была введена RC-цепь ($R_6 = 110$ Ом, $C_1 = 6$ пФ) и скорректированы некоторые параметры ($L_5 = 0,09$ мкГн, $R = 50$ Ом, $C_R = 1,5$ пФ). В этом случае имеем хорошее совпадение измеренных и смоделированных частотных характеристик (рис. 4а). Также близкие частотные характеристики имеем и при использовании двух параллельных RC-цепей (рис. 4б): $R_6 = 110$ Ом, $C_1 = 6$ пФ, $R_7 = 300$ Ом, $C_1 = 0,6$ пФ, $L_5 = 0,08$ мкГн, $C_R = 1,4$ пФ.

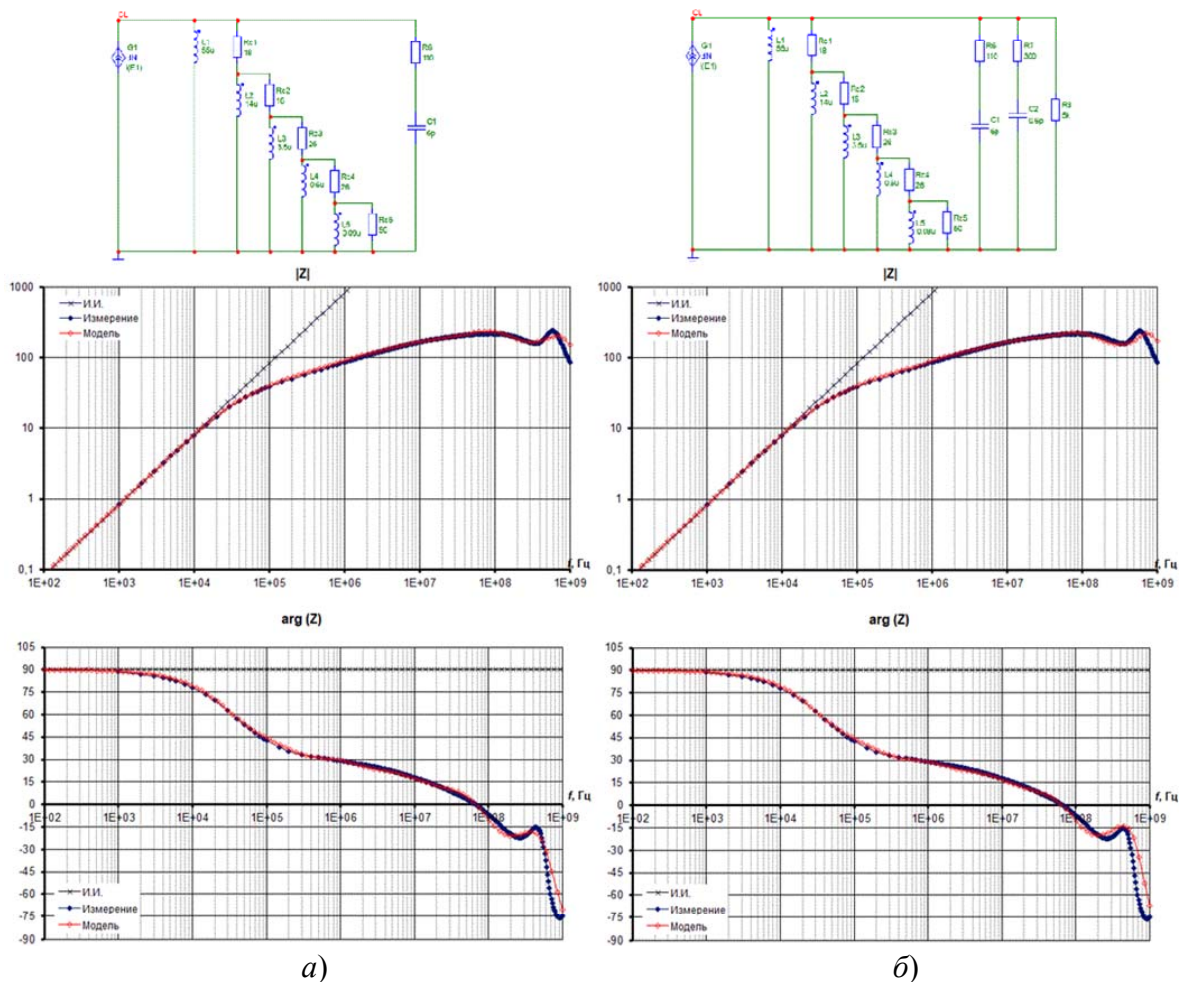


Рис. 4. Измеренные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя и рассчитанные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления схемы замещения дросселя при разных схемах замещения сердечника

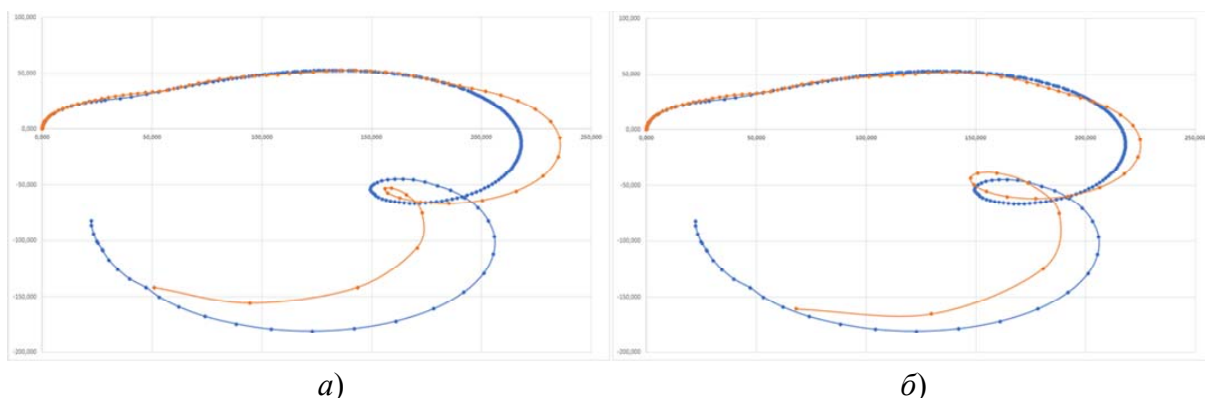


Рис. 5. Годограф из измеренных вещественной и мнимой частей комплексного сопротивления дросселя и из рассчитанных вещественной и мнимой частей комплексного сопротивления схемы замещения дросселя при разных схемах замещения сердечника

Как определить какая из этих схем замещения (рис. 4) лучше описывает поведение реального дросселя? Как можно увидеть из рис. 4, по графикам модуля и фазы комплексного сопротивления ответить на этот вопрос не просто. Поэтому был сделан годограф из вещественной и мнимой частей комплексного сопротивления (рис. 5). И уже по нему стало ясно, что вторая схема замещения (рис. 4б) имеет меньшее расхождение по сравнению с реальным дросселем (рис. 5б). Таким образом, использование годографа комплексного сопротивления позволило оценивать близость измеренных и смоделированных комплексных характеристик.

Список используемых источников

1. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Фоченков Э. А. Эквивалентная схема замещения дросселя на нанокристаллическом сердечнике с большой магнитной проницаемостью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25. № 4. С. 100–121.

2. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В. Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 4. С. 25–45.

УДК 621.37
ГРНТИ 47.59.31

НЕКОРРЕКТНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДЛИННОЙ ЛИНИИ В ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЕ ЗАМЕЩЕНИЯ ДРОССЕЛЯ

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

На основании проведенных экспериментальных измерений частотных характеристик модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя (с разным количеством витков и различным способом намотки) и на основании предыдущих работ по данной тематике показана некорректность использования длинной линии в эквивалентной схеме замещения дросселя с точки зрения физических процессов, протекающих в дросселе.

дроссель, комплексное сопротивление, схема замещения, нанокристаллический сердечник, длинная линия.

При проектировании РЭА разработчикам необходимо знать частотные характеристики импедансов (комплексных сопротивлений) дросселей,

а также их точные высокочастотные эквивалентные электрические структурно-параметрические схемы замещения (поведенческие модели) в широком диапазоне частот до 100 МГц и выше, хорошо адаптируемые к современным вычислительным программам схемотехнического моделирования. В данной работе рассматриваются возможные причины ВЧ-колебаний модуля комплексного сопротивления дросселя и почему использовать длинную линию для моделирования этого процесса в схеме замещения дросселя не всегда корректно.

ВЧ-колебания модуля комплексного сопротивления дросселя обычно связывают с «эффектом длинных линий» [1]. Поэтому чаще всего в модель дросселя входит длинная линия (рис. 1а). На рис. 1б приведена предложенная в [1] модель дросселя с ферритовым сердечником. На рис. 1в приведены измеренные в [1] частотные характеристики модуля сопротивления дросселя на ферритовом сердечнике N87 при различном количестве витков. Из данных частотных характеристик видно, что в большом количестве витков (больше 50) проявляются ВЧ-колебания (в области частот 10–100 МГц), которые авторы статьи [1] связывают с «эффектом длинных линий» и резонанс ниже 1 МГц, который авторы статьи [1] связывают с проявлением межвитковой емкости.

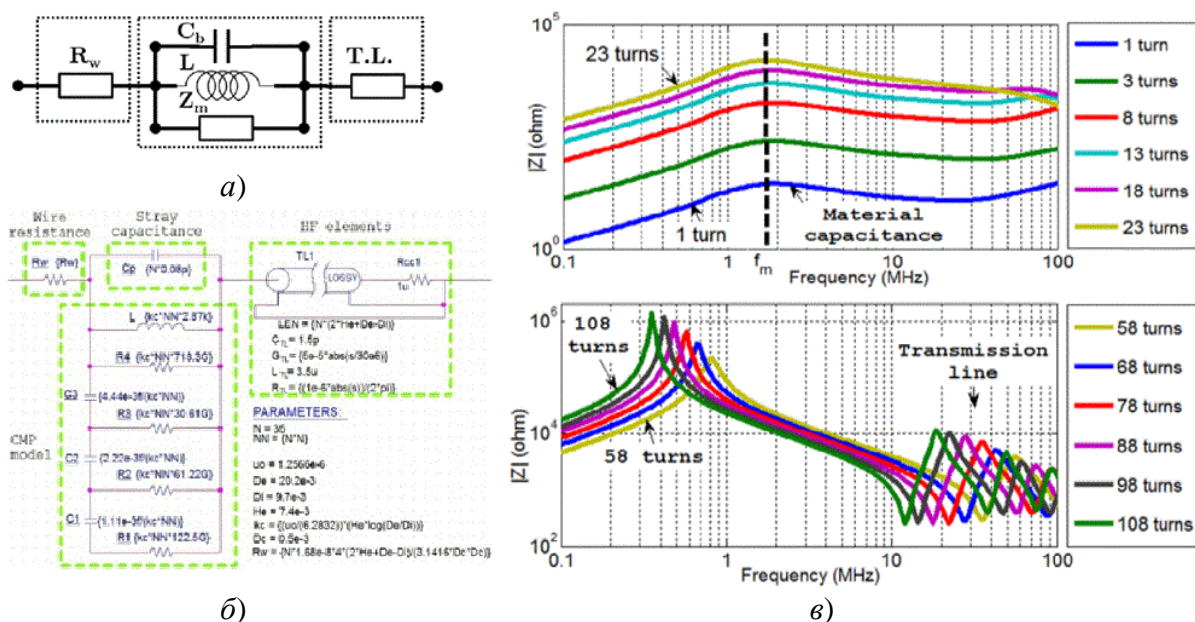


Рис. 1. (взято из [1]): а) модель дросселя; б) схема замещения дросселя, намотанного на феррите N 87; в) измеренные частотные характеристики модуля сопротивления дросселя, намотанного на феррите N 87, при различном количестве витков

К сожалению, авторы статьи [1] забывают, что при размерах их сердечника ($20 \times 10 \times 7$ мм) проводом диаметром 0,5 мм в один слой помещается лишь 48 витков. Это указывается автором в диссертации [2], но это забыли указать в [1]. Таким образом при количестве витков больше 48 присутствует

уже 2 слоя обмотки, и тут начинает сказываться взаимное влияние обмоток друг на друга. Таким образом, в этом случае говорить о проявлении межвитковой емкости некорректно – необходимо сначала оценить влияние обмоток друг на друга.

Кроме того, из-за того, что авторы статьи [1] не рассматривают фазу комплексного сопротивления дросселя, не корректно говорить о том, что ВЧ-колебания (в области частот 10–100 МГц) связаны с «эффектом длинных линий». Как было указано в статьях [3, 4], необходимо смотреть фазу комплексного сопротивления дросселя, т. к. данный эффект не может быть описан длинной линией, если фаза комплексного сопротивления дросселя не меняется от -90° до 90° .

В ПАО «Мстатор» (г. Боровичи) были проведены измерения модуля и фазы комплексного сопротивления дросселя, содержащего 18 витков в однослойном и двухслойном (1-й слой – 10 витков, 2-й слой – 8 витков) вариантах (рис. 2, см. ниже). Дроссель мотался на нанокристаллическом кольцевом сердечнике MSFN-25S-TH (рис. 2а), т. к. у данного материала отсутствует резонансная частота [4], свойственная ферритам [5]. Для того чтобы убрать влияние сердечника на комплексное сопротивление дросселя, измерялся дроссель с воздушным сердечником (использовался пустой контейнер такого же размера) с таким же количеством витков и способом намотки – рис. 2б. Измерения проводились на анализаторах импеданса Keysight E4982A (в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц) и Keysight E4980AL (в диапазоне частот 1 кГц до 1 МГц).

Из рис. 2а видно, что при одинаковом количестве витков в случае 2-хслойной обмотки резонанс сопротивления смещается в низкочастотную область. Частота резонанса модуля сопротивления дросселя уменьшается в 1,5–2 раза. Т.к. частота резонанса модуля дросселя на нанокристаллическом сердечнике определяется индуктивностью дросселя и емкостью провода [4], а индуктивность дросселя не поменялась, то емкость провода увеличилась в 3–4 раза. Т. е. 2 слоя обмотки приводят к увеличению в 3–4 раза паразитной емкости дросселя, как в емкостно-связанных элементах.

Из рис. 2а видно, что фаза комплексного дросселя с сердечником MSFN-25S-TH в случае 2-хслойной обмотки не меняется от -90° до 90° . Это указывает на то, что дроссель не является длинной линией. В случае же воздушного сердечника (рис. 2б) для случая двухслойной обмотки фаза комплексного сопротивления дросселя меняется от -90° до 90° , что говорит о появлении стоячей волны между слоями обмотки воздушного дросселя. Т. е. появление стоячей волны (рис. 2б) связано только с появлением дополнительного слоя обмотки, а увеличенная емкость дросселя из-за дополнительного слоя уменьшает данный эффект (рис. 2а).

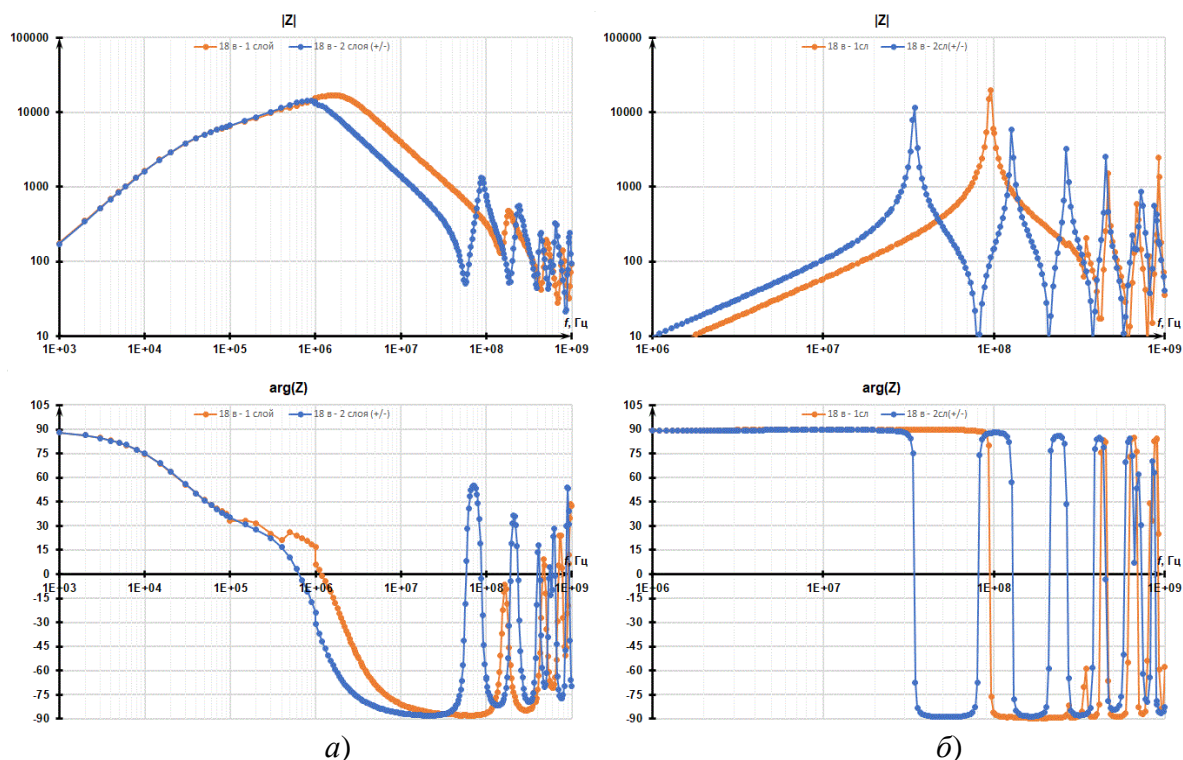


Рис. 2. Измеренные частотные характеристики модуля и фазы комплексного сопротивления дросселей при однослойной и двухслойной обмотке и различных сердечниках: а) нанокристаллический сердечник MSFN-25S-TH; б) воздушный сердечник

На рис. 3 приведены модуль и фаза комплексного сопротивления короткозамкнутой длинной линии. Первичные параметры длинной линии были выбраны таким образом, чтобы входное сопротивление длинной линии (рис. 3) было близко с сопротивлением воздушного дросселя с двухслойной обмоткой (рис. 2б). Как видно из рис. 2б и 3, кривые могут совпадать только до первого резонанса включительно. Частоты и величины последующих резонансов сильно различаются. После 660 МГц резонансы вообще сбиваются (рис. 2б). Т. е., хоть сопротивление воздушного дросселя с двухслойной обмоткой и похоже на сопротивление короткозамкнутой длинной линии, оно представляет более сложную цепь.

Такое сложное поведение сопротивления воздушного дросселя можно объяснить тем, что индуктивность провода является нелинейной функцией от длины провода [6]. Как было показано в [4], кроме того, что индуктивность провода нелинейно зависит от длины провода, так и емкость провода имеет нелинейный характер в зависимости от длины провода. Т. е. первичные параметры длинной линии (если использовать данный подход) L_0 и C_0 будут функциями от длины провода, что приводит к необходимости решать нелинейное дифференциальное уравнение для нахождения решения телеграфных уравнений. Поэтому, скорее всего, и возникают другие резонансы

в сопротивлении воздушного дросселя по сравнению с входным сопротивлением «классической» короткозамкнутой линией.

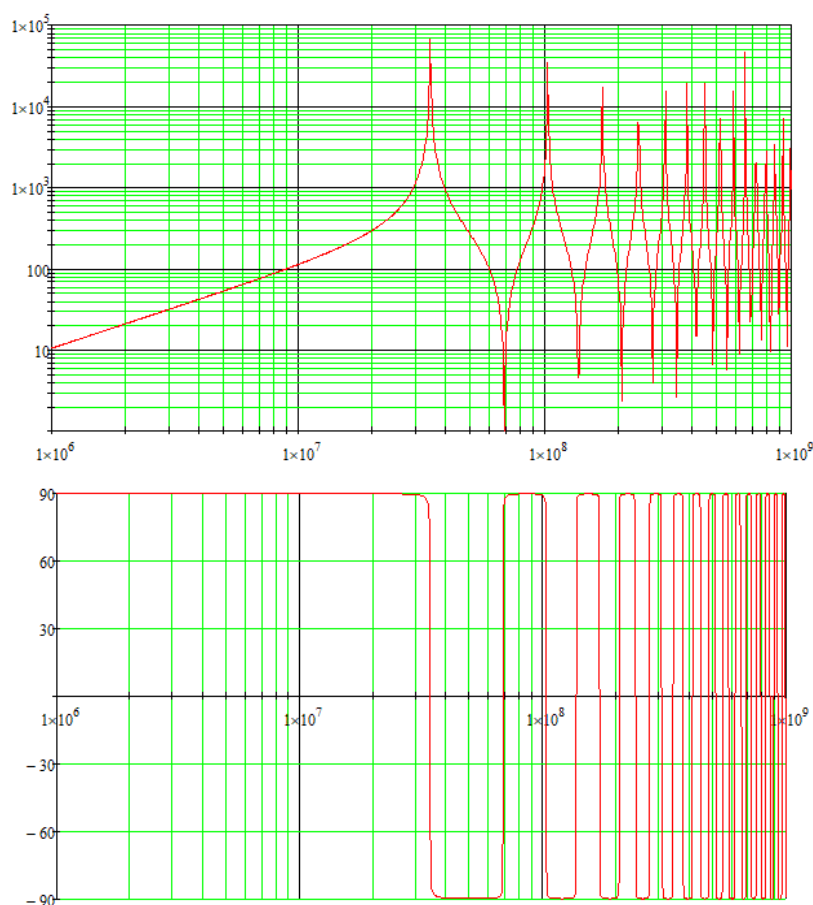


Рис. 3. Частотные характеристики модуля и фазы комплексного входного сопротивления короткозамкнутой длинной линии с первичными параметрами:
 $L_0 = 1,66$ мкГн/м, $C_0 = 2,16$ пФ/м, $R_0 = 10$ мОм/м, $G_0 = 20$ мСм/м

Из всего вышесказанного следует, что аппарат длинных линий имеет смысл использовать лишь когда в дросселе используется несколько слоев обмотки и когда первичные параметры длинной линии L_0 и C_0 можно считать константой или слабо меняющимися. А это возможно лишь когда длина провода много больше длины волны. В нашем же случае, длина провода (18 витков = 1,2 м) меньше длины волны колебания (3 м для 100 МГц). Как было показано выше, аппарат длинных линий можно использовать, но тогда мы можем получить хорошее совпадение лишь до первого резонанса включительно, а это можно получить с использованием обычного колебательного контура. Т.е. для корректного учета следующих резонансов надо либо модернизировать аппарат длинных линий для нашего случая (первичные параметры L_0 и C_0 являются функциями от длины провода), либо создать новый аппарат для учета ВЧ-колебаний в сопротивлении дросселя.

Список используемых источников

1. Cuellar C., Idir N., Benabou A. High Frequency Behavioral Ring Core Inductor Model // IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 31, Issue: 5, May 2016. С. 3763–3772.
2. Cuellar C. HF Characterization and Modeling of Magnetic Materials for the Passive Components Used in EMI Filters / PhD Doctoral, Electrical Engineering, University of Lille 1, Lille – France, 2013. 2010 p. URL: <https://pepite-depot.univ-lille.fr/LIBRE/EDSPI/2013/50376-2013-Cuellar.pdf>
3. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В. Эквивалентная схема замещения диэлектрика в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25. № 3. С. 43–57.
4. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Фоченков Э. А. Эквивалентная схема замещения дросселя на нанокристаллическом сердечнике с большой магнитной проницаемостью // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25. № 4. С. 100–121.
5. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В. Эквивалентная схема замещения дросселя, намотанного на феррите, в широком диапазоне частот (0 Гц – 500 МГц) // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 4. С. 25–45.
6. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей : справочная книга, 3-е изд., перераб. и доп. Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. 488 с.

УДК 621.372.21
ГРНТИ 47.45.99

СИНТЕЗ ЧАСТОТНОЗАВИСИМОГО ДЕЛИТЕЛЯ СИГНАЛА НА СВЯЗАННЫХ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Е. Ф. Иванищева, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В работе рассматриваются вопросы синтеза частотнозависимого делителя сигнала на связанных нерегулярных линиях, исходя из свойств распределенных емкостей на микрополосковых линиях. В качестве основы предлагаемой конструкции взята распределенная емкость, которая сочетает в себе свойства обычной емкости и связанной линии.

Отличие от традиционных НО, на связанных линиях, заключено в том, что холостой ход связанных элементов, без резисторов согласования, очень упрощает конструкцию. Предложена эквивалентная схема устройства, создана компьютерная модель, изготовлены масштабные макеты и проведены многочисленные эксперименты.

СВЧ, частотное деление сигнала, распределенная емкость, связанные линии, направленное ответвление.

Современная техника микроволнового диапазона постоянно претерпевает изменения в структурах, элементной базе и общем взгляде на реализацию устройств. Сегодня для СВЧ – разработчиков уже не стоит первоочередная задача создания отдельных элементов и их миниатюризация, а рассматривается совокупность взаимодействий узлов и элементов устройства в целом между собой.

Рассматриваемая в предыдущей работе структура при определенной конфигурации дает разработчику возможность реализовать устройство частотной селекции [1] и направленного ответвления [2] по заданному уровню. В первую очередь следует отметить возможность управление полосой пропускания в канале, так как этот параметр является основой всех фильтровых устройств. Обычно ее расширения добиваются увеличением числа каскадов, что увеличивает затраты производства, или модификацией области связи (в случае связанных линий) [3]. В случае нерегулярных линий возможно создать устройство направленного ответвления в широком диапазоне частот без каскадирования.

Возможность регулировки уровня мощности в канале позволит неинвазивно детектировать сигнал в тракте, что до настоящего времени нигде не реализовано.

Увеличение числа каналов ответвлений добавляет возможность детектировать сигнал на различных частотах, а также направить заданный частотный диапазон в последующие структуры по определенному уровню. Последнее наводит на мысль об использовании иной конфигурации, в которой устройство имеет вид частотнозависимого делителя.

Обратимся к структуре, описанной в работе [2].

Идея неинвазивного детектирования и ответвления сигнала на связанных нерегулярных линиях, в первую очередь, говорит о наведении токов на линиях 2 и 4, что можно проверить, создав электродинамическую модель в программе MMANA-GAL (рис. 1).

В модели учтена неоднородность линий. Токи наводятся на отводящих плечах 2 и 4, как видно на рис. 2. Результат моделирования показывает, что при данной конфигурации КСВН=1, то есть питание согласовано с ведущей магистралью, нагруженной на 50 Ом. Мощность излучения при этом – сотые Ватта.

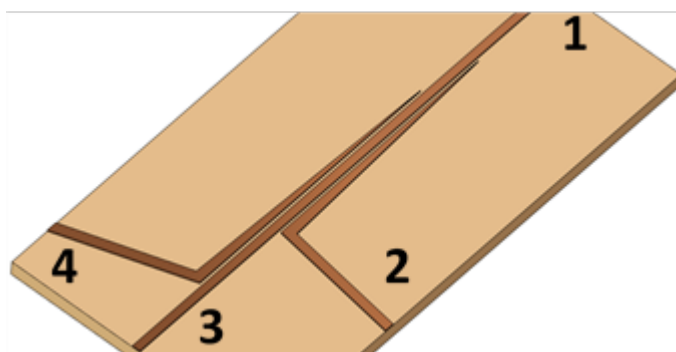


Рис. 1. 3D модель ответвителя мощности на связанных линиях

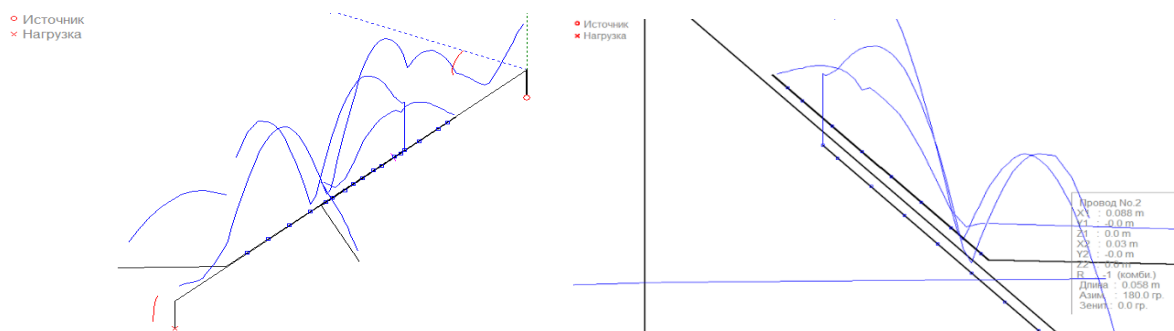


Рис. 2. Распределение токов структуры НО на связанных нерегулярных линиях

Затем проведем моделирование той же структуры при подключении на каждое отводящее плечо нагрузки 50 Ом, чтобы проверить как в этом случае меняется излучаемая мощность (рис. 3).

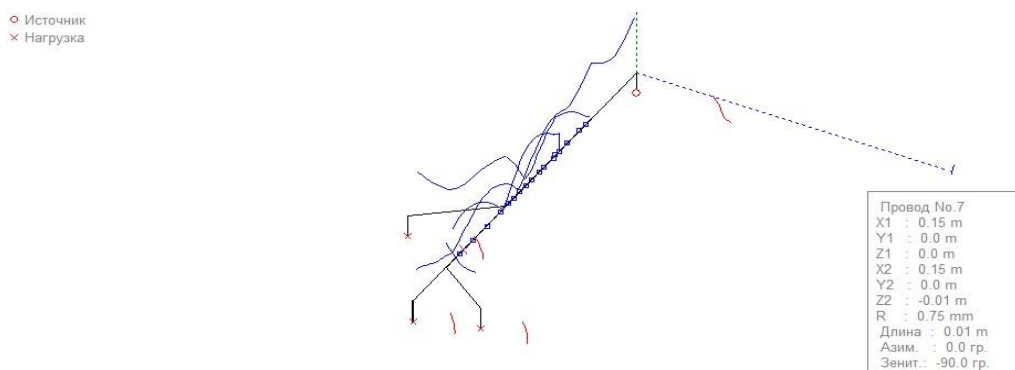


Рис. 3. Распределение токов структуры НО на связанных нерегулярных линиях с подключением нагрузок на плечи 2 и 4

Наличие нагрузки на отводящих плечах снижает излучаемую мощность, но и ухудшает КСВН.

По результатам эксперимента данной структуры в предыдущей [2] работе имеем направленное ответвление мощности по уровню -5 дБ на частотах, соответствующих резонансам на данной длине для отводящих плеч. Следует отметить, что излучаемая мощность сигнала регулируется, в первую очередь расстоянием между ведущей линией и отводящим плечом. Таким образом при равном расстоянии от плеч до ведущей линии получаем равное деление по мощности.

Проведем компьютерное моделирование структуры частотнозависимого Т-делителя с равными расстояниями до ведущей линии и одинаковыми длинами плеч (рис. 4, 5).

Анализ частотных характеристик Т-делителя показывает, что уровень сигнала в плече зависит от длины области связи. Если длины областей связи нерегулярных линий одинаковы, то сигнал делится поровну – потери -3 дБ в рабочем диапазоне частот, то есть как у классического Т-делителя. При этом обеспечивается гальваническая развязка за счет наличия емкости

между связанными линиями, что позволяет использовать питание на активные компоненты структуры без использования развязывающей емкости.

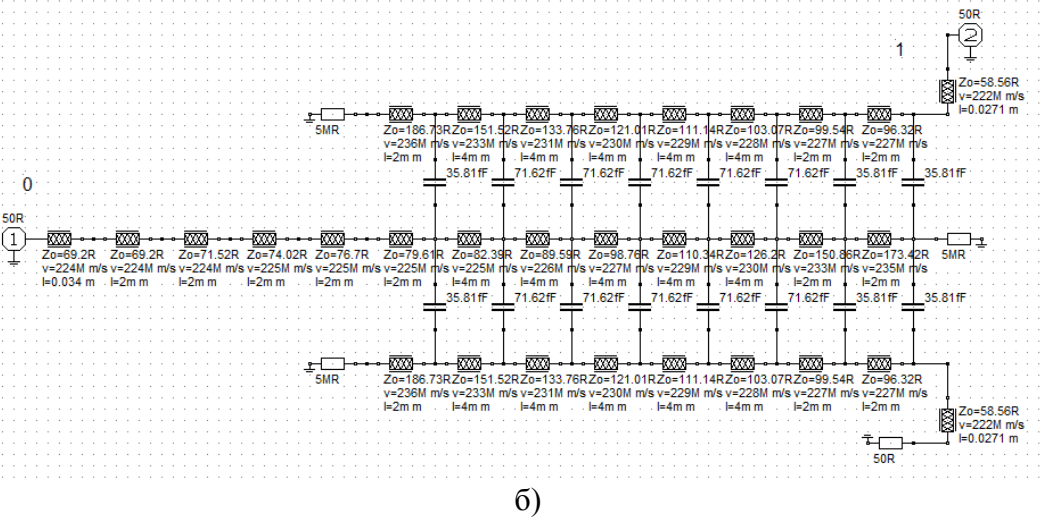
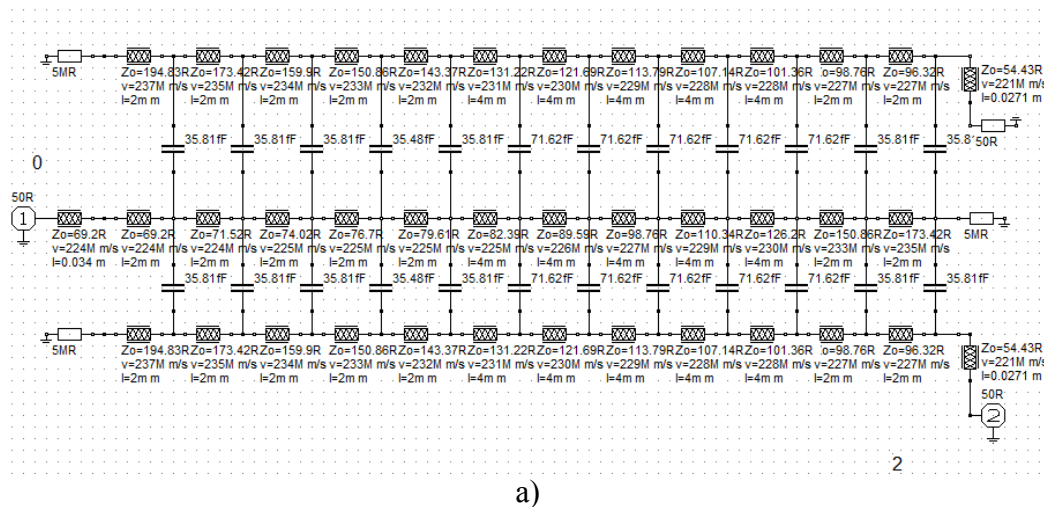


Рис. 4. Схема Т-делителя одинаковыми плечами: а) 0–2, б) 0–1

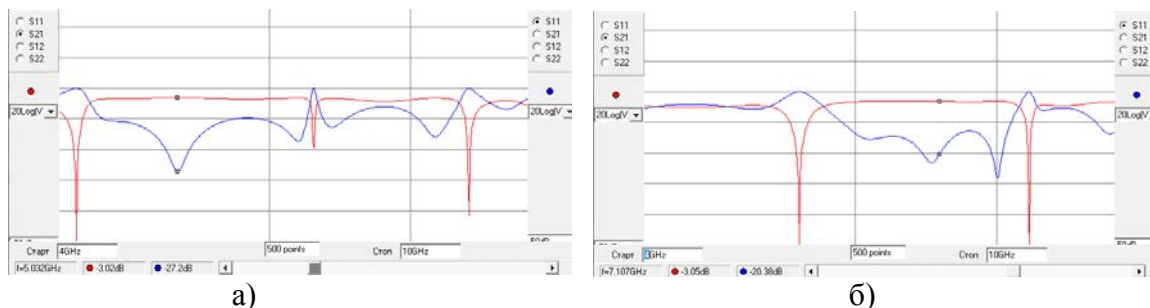


Рис. 5. ЧХ Т-делителя одинаковыми плечами: а) 0–2, б) 0–1

Используем полученный результат и создадим модель частотнозависимого делителя с плечами 0–1 и 0–2 (рис. 6, 7).

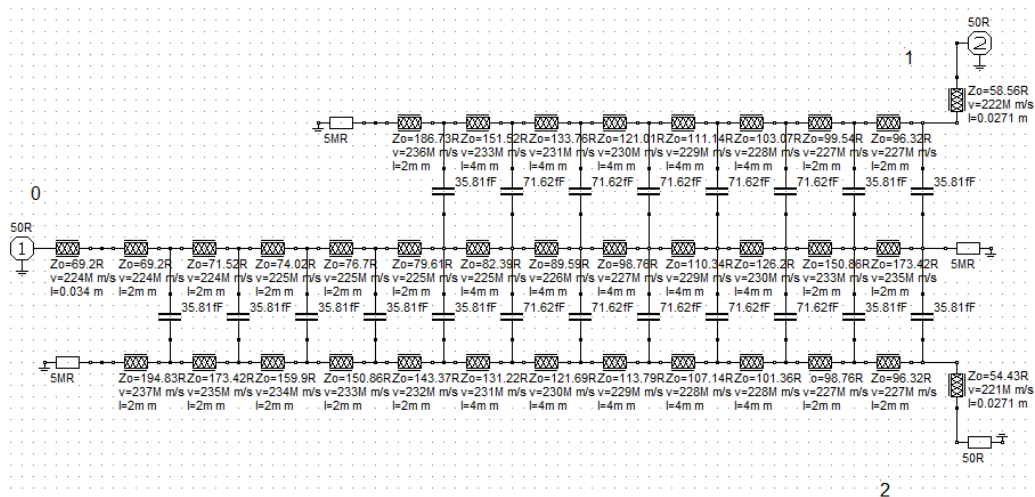


Рис. 6. Схема частотнозависимого делителя на связанных нерегулярных линиях

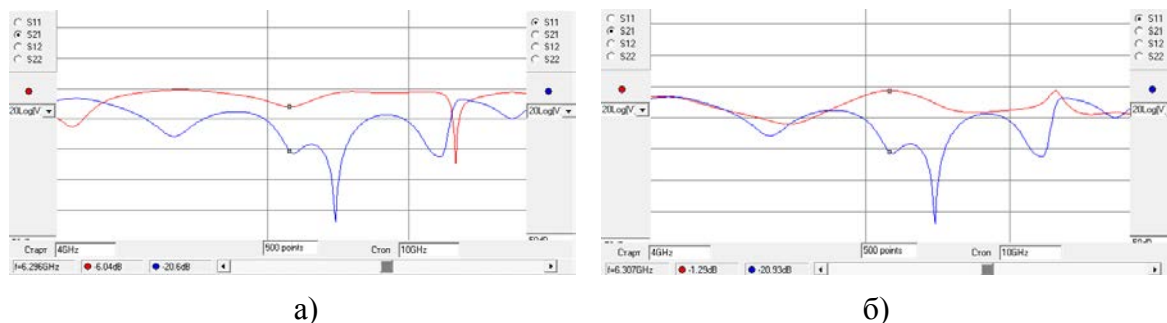


Рис. 7. ЧХ частотнозависимого делителя на связанных нерегулярных линиях:
а) плечо 0–2, б) плечо 0–1

В результате эмуляции схемы видно частотное деление сигнала по уровню около $-1,5$ дБ, что является принципиально более выигрышным относительно классических Т-делителей. Перейдем от компьютерной модели к физически реализованному макету устройства частотнозависимого делителя на связанных нерегулярных линиях (рис. 8). Как и в компьютерной модели одно плечо длиннее второго. Измерения проводились в диапазоне 2–4 ГГц, как и в случае модели на некоторых частотных областях наблюдается пересечение ответвленной части мощности, пока что принцип деления в таких областях остается объектом исследования в дальнейших работах, но частотное деление сигнала неоднократно доказывается моделированием и результатами проведенных экспериментов на различных длинах плеч устройства.



Рис. 8. Макет делителя на связанных нерегулярных линиях

В представленном эксперименте на рис. 9а сигнал ответвляется в диапазоне 2–3 ГГц по уровню $-1,5$ дБ, на рис. 9б в диапазоне 2,6–3,5 ГГц по уровню около -1 дБ. Полученные результаты объясняются возможными отклонениями при реализации макета, в частности длине плеч и неоднородностью линии коллинеарного зазора образующего емкости.

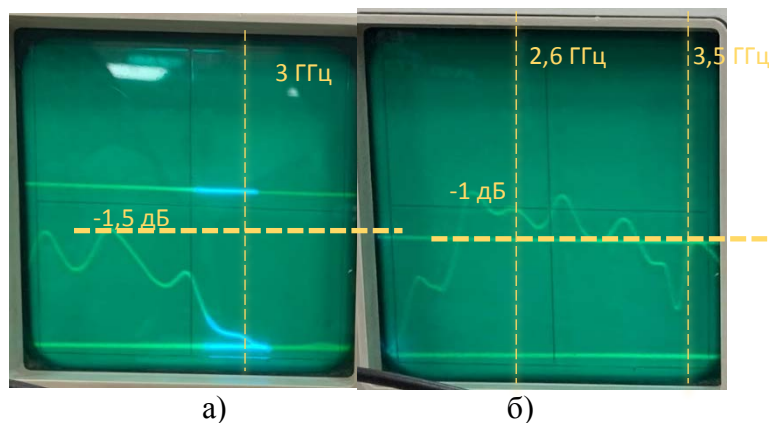


Рис. 9. Результат измерений делителя на связанных нерегулярных линиях:
а) плечо 0–2, б) плечо 0–1

Измерения соответствуют предположениям о частотнозависимом делении сигнала структурами на связанных нерегулярных линиях. Так же следует отметить приемлемый уровень сигнала для отведения и дальнейшего контроля. То есть, возможно использование данной структуры для оценки наличия сигнала в линии на конкретной частоте без потерь и задержки в основном тракте. Данная структура совмещает в себе возможности деления и ответвления сигнала. Основное и наиболее важное отличие от стандартных НО на связанных линиях – отсутствие согласованного изолированного плеча. На концах синтезируемого устройства высокоомные отрезки линий в режиме «холостого хода». Дальнейшее изучение структуры возможно в направлении использования наведенной земли у высокоомного шлейфа для управления частотной характеристикой устройства.

Список используемых источников

1. Иванищева Е. Ф., Седышев Э. Ю. Исследование свойств распределенной емкости на полосковой линии // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022, Т. 2. С. 572–578.

2. Иванищева Е. Ф., Седышев Э. Ю. Устройство направленного ответвления мощности на связанных нерегулярных линиях // Теоретические основы радиоэлектроники : материалы всерос. научно-метод. конф. ПКМ 2022, СПб., 6 дек. – 8 дек. 2022 г. СПб : СПбГУТ, 2021. С. 56–61.

3. Rasool Keshavarz, Masoud Movahhedi. A Compact and Wideband Coupled-Line Coupler with High Coupling Level Using Shunt Periodic Stubs // Radioengineering. Vol. 22. No. 1, april 2013. PP. 323–327.

УДК 621.367.9
ГРНТИ 49.33.31**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОБОБЩЕННОГО k - μ
ЗАМИРАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ****А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко**Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В данной статье описывается обобщенное k - μ замирание (обобщенное замирание k - μ с затенением). Это распределение замираний является естественным обобщением канала замираний k - μ , которое включает эффект затенения, характеризующийся тем, что отдельные физические компоненты, описывающие замирания являются случайными величинами. Это распределение замираний имеет четкую физическую интерпретацию и хорошие аналитические свойства и объединяет самые известные классические замирания. Основные статистические характеристики обобщенного k - μ распределения получены в аналитической форме.

обобщенное замирание k - μ ; k - μ распределения; k - μ замирания; односторонне-нормальное распределение; распределение Рэля; распределение Накагами- m ; распределение Райса.

В беспроводных средах на радиосигнал влияет ряд случайных явлений, включая отражение (как зеркальное, так и диффузное), дифракцию и рассеяние при прохождении от передатчика к приемнику, что приводит к так называемому многолучевому распространению [1, 2]. В приемнике результирующий сигнал выглядит как линейная комбинация многолучевых волн, каждая из которых имеет свои собственные амплитуды и фазы. Когда количество путей достаточно велико, комплексный сигнал основной полосы частот можно рассматривать как гауссовский, если применять центральную предельную теорему. В зависимости от выбора параметров, характеризующих эту сложную гауссовскую случайную величину, а именно среднего значения и дисперсии синфазной и квадратурной составляющих, возникают различные модели замираний: Рэля (нулевое среднее и равные дисперсии), Хойта (нулевое среднее и неравные дисперсии) и Райса (ненулевое среднее и равные дисперсии), которые, возможно, являются наиболее популярными моделями замирания, вытекающими из предположения о гауссовском характере квадратурных составляющих сигнала [3].

Новые технологии сотовой связи, используемые в коммуникациях 5G, предъявляют различные требования к каналам связи. Это определяет необходимость работы с универсальным набором беспроводных каналов, от внутренних до наружных, от прямой видимости до отсутствия таковой,

и от кругового симметричного рассеяния до сред, которые способствуют кластеризации рассеянных многолучевых волн. К сожалению, многие традиционные модели замираний не обладают достаточной гибкостью для учета таких несопоставимых механизмов распространения сигнала. Чтобы преодолеть разрыв между теорией и практическими каналами, рассмотрим обобщенное замирание k - μ , которое содержит в качестве частных случаев большинство моделей замираний, предложенных в открытой литературе.

В связи 5G будут использоваться плотно развернутые небольшие соты для достижения высокой спектральной эффективности при использовании всех доступных ресурсов спектра, включая возможности, предоставляемые частотами миллиметрового диапазона. Ключом к успешной работе связи 5G станет унификация разнородных сетевых технологий.

Помимо мелкомасштабных замираний, случайное затенение из-за препятствий в локальной среде или движений человеческого тела (в случае пользовательского оборудования) может повлиять на производительность канала, вызывая колебания в принимаемом сигнале. Затенение влияет на производительность передачи, что будет особенно актуально в плотной сети или каналах миллиметрового диапазона. Следовательно, при проектировании связи 5G необходимо должным образом учитывать комбинированный эффект мелкомасштабного и затененного замирания. Совсем недавно была предложена обобщенная модель замирания k - μ , предполагающая многолучевое замирание k - μ с затенением доминирующего компонента.

Распределение замираний k - μ с двумя параметрами формы k и μ , и распределение замираний η - μ с двумя параметрами формы η и μ были предложены для моделирования эффектов распространения в пределах прямой видимости и вне прямой видимости [1, 2]. Эти распределения замираний включают распределение Накагами- q (Хойта), одностороннее распределение Гаусса, распределения Рэлея и Райса, а также распределение Накагами- m в качестве особых случаев. В последнее время широкое распространение получило обобщенное замирание k - μ , которое является обобщением замирания k - μ и вводит в модель возможность учета случайных изменений параметров замираний. Эта модель стала дополнительным шагом к обобщению и унификации различных моделей замираний. Другими словами, обобщенное замирание k - μ является обобщением замирания k - μ , при котором все доминирующие компоненты могут изменяться случайным образом. Это распределение замираний контролируется тремя параметрами k , μ и m . Отметим, что обобщенное замирание k - μ имеет дополнительный параметр m по отношению к замиранию k - μ [1, 2].

Модель замирания обобщенного распределения k - μ

Модель замирания для обобщенного распределения k - μ основана на обобщении физической модели, соответствующей распределению k - μ [1, 2].

В этом случае рассматривается сигнал, структурированный в виде кластеров волн, который распространяется в неоднородной среде. Внутри каждого кластера предполагается, что многолучевые волны имеют рассеянные волны одинаковой мощности и доминирующую составляющую с некоторой произвольной мощностью. Хотя внутри кластерные рассеянные волны имеют случайные фазы и близкие времена задержки, межкластерные разбросы времени задержки считаются относительно большими. В отличие от модели κ - μ , которая предполагает детерминированный доминирующий компонент в каждом кластере, обобщенная модель κ - μ предполагает, что доминирующие компоненты всех кластеров могут случайным образом изменяться. Исходя из физической модели обобщенного распределения κ - μ , мощность сигнала W может быть выражена через синфазную и квадратурную составляющие сигнала с замираниями следующим образом [1, 2]:

$$W = \sum_{i=1}^n (X_i + \xi p_i)^2 + (Y_i + \xi q_i)^2, \quad (1)$$

где n – натуральное число; X_i и Y_i – взаимно независимые гауссовские процессы с $E[X_i] = E[Y_i] = 0$ и $E[X_i^2] = E[Y_i^2] = \sigma^2$ соответственно; p_i и q_i – действительные числа; ξ – случайная величина Накагами- m с формирующим параметром m и $E[\xi^2] = 1$.

Уравнение (1) интерпретируется следующим образом. Каждый многолучевой кластер моделируется одним членом суммы; таким образом, n является количеством многолучевых кластеров. Рассеянные компоненты i -го кластера представлены круговой симметричной комплексной гауссовой случайной величиной $X_i + jY_i$. Для каждого кластера суммарная мощность рассеянных компонентов равна $2\sigma^2$. Доминирующим компонентом i -го кластера является комплексная случайная величина, заданная как $\xi p_i + j\xi q_i$; таким образом, его мощность определяется выражением $p_i^2 + q_i^2$. Все доминирующие компоненты подвержены одной и той же общей флуктуацией, которая представлена нормированной по мощности случайной амплитудой ξ .

Плотность распределения вероятностей обобщенного κ - μ замирания

Модель замираний, представленная в (1), соответствует κ - μ распределению. Основная идея заключалась во введении в математическую модель мощности сигнала с замиранием случайной величины ξ с плотностью распределения вероятностей Накагами $f(\xi)$ – соотношение (1). Показано, что при произвольной плотности распределения вероятностей $f(\xi)$ условное распределение имеет вид [1–4]:

$$f_{W|\xi}(w; \xi) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{w}{\xi^2 d^2} \right)^{\frac{n-1}{2}} e^{-\frac{w+d^2}{2\sigma^2}} I_{n-1} \left(\frac{\xi d}{\sigma^2} \sqrt{w} \right), \quad (2)$$

где $d^2 = \sum_{i=1}^n p_i^2 + q_i^2$ представляет собой среднюю мощность доминирующих компонентов, а $I_\nu(z)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода [3, 4].

Как отмечено в [1, 2], натуральное число кластеров n можно заменить в (2) неотрицательным вещественным расширением μ , что приведет к более общему и гибкому распределению. Тогда параметр κ определяется как $\kappa = d^2 / (2\sigma^2\mu)$ и может быть интерпретирован следующим образом. Если μ – натуральное число, то κ есть отношение между полной мощностью доминирующих компонентов и полной мощностью рассеянных волн.

Во многих практических задачах анализа случайная величина γ , представляющая мгновенное отношение сигнал–шум, используется для моделирования канала с замираниями. Таким образом, в дальнейшем будем рассматривать случайную величину $\gamma \triangleq \bar{\gamma}W/\bar{W}$, где $\bar{\gamma} \triangleq E[\gamma]$, а $\bar{W} = E[W] = d^2 + 2\sigma^2\mu$.

В терминах масштабированной случайной величины γ условная плотность распределения вероятностей в (2) может быть переписана как:

$$f_{\gamma|\xi}(\gamma; \xi) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\bar{\gamma}\kappa^{\frac{\mu-1}{2}}e^{\xi^2\mu\kappa}} \left(\frac{\gamma}{\xi^2\bar{\gamma}}\right)^{\frac{\mu-1}{2}} e^{-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} I_{\mu-1}\left(2\mu\xi\sqrt{\frac{\kappa(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right). \quad (3)$$

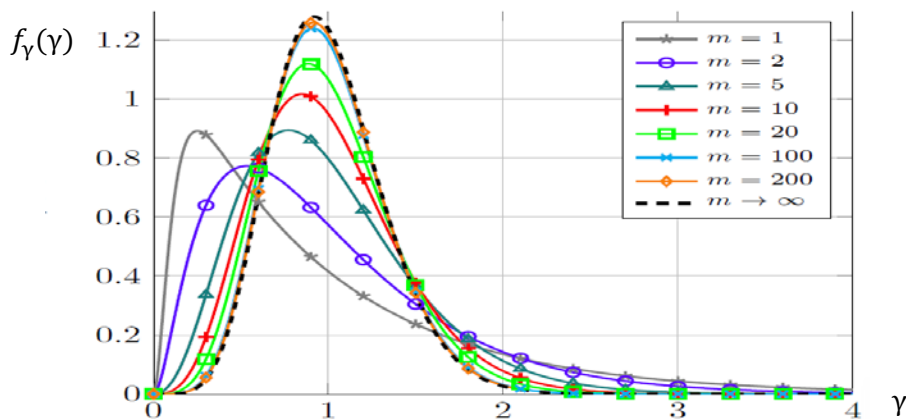


Рис. 1. Плотность распределения вероятностей обобщенного κ - μ распределения, при $\kappa = 5$, $\mu = 3$ ($\bar{\gamma} = 1$) и различных m

Отсюда следует, что плотность распределения вероятностей обобщенного κ - μ распределения определяется как [1,2,4]:

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\mu^\mu m^m (1+\kappa)^\mu}{\Gamma(\mu)\bar{\gamma}(\mu\kappa+m)^m} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu-1} e^{-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}} {}_1F_1\left(m, \mu; \frac{\mu^2\kappa(1+\kappa)\gamma}{\mu\kappa+m\bar{\gamma}}\right),$$

где ${}_1F_1(a; b; z)$ – вырожденная гипергеометрическая функция [3] (рис. 1).

Частные случаи замирания, описываемые κ - μ обобщенным распределением

Обобщенное κ - μ распределение представляет собой очень гибкую модель, которая содержит в качестве частных случаев большинство моделей замираний, рассмотренных в открытой литературе, в том числе Рэля, Райса (Накагами- n), Накагами- m , Хойта (Накагами- k), односторонне-нормальное распределение, κ - μ и η - μ (см. табл. 1) [1]. Из-за этой общности модель обобщенных κ - μ замираний может использоваться для учета мелко-масштабных замираний, возникающих из-за условий LOS или NLOS, многолучевой кластеризации с циркулярно-симметричным или эллиптическим рассеянием и дисбаланса мощности между синфазными и квадратурными составляющими сигнала. В таблице 1 отражаются специализации параметров, которые позволяют получить различные законы распределений из трех формирующих параметров обобщенного κ - μ распределения.

ТАБЛИЦА 1. Частные случаи обобщенного κ - μ замирания [1]

Распределение	Замирание κ - μ	Обобщенное κ - μ замирание
Рэлей	$\kappa \rightarrow 0, \mu = 1$	$\kappa \rightarrow 0, \mu = 1$ или $m = 1, \mu = 1$
Накагами- m	$\kappa \rightarrow 0, \mu = m$	$\kappa \rightarrow 0, \mu = m$ или $m \rightarrow m, \mu = m$
Накагами- n (Райса)	$\mu = 1$	
Накагами- q (Хойт)		$\kappa = \frac{(1 - q^2)}{2q^2},$ $\mu = 1, m = 0,5$
Односторонне нормальное	$\kappa \rightarrow 0, \mu = 0,5$	$\kappa \rightarrow 0, \mu = 0,5$ или $m = 0,5, \mu = 0,5$
Замирание κ - μ	κ, μ	$\kappa \rightarrow \kappa, \mu \rightarrow \mu, m \rightarrow \infty$
Замирание η - μ		$\kappa = \frac{1 - \eta}{2\eta},$ $\mu \rightarrow 2\mu, m = \mu$
Обобщенный Райса		$\kappa = \mu = 1, m = m$

Преимущество обобщенного κ - μ распределения состоит в том, что можно моделировать несколько классических моделей замираний, таких как распределения Рэля, Райса, Накагами- m и модель одностороннего нормального распределения, а также ранее обобщенные модели замирания, такие как κ - μ и η - μ распределения, как частные случаи. Кроме того, поскольку

распределение обобщенного κ - μ является более гибким, чем другие распределения замираний, оно может лучше соответствовать экспериментальным данным. Так как классические замирания обычно являются частными случаями обобщенных замираний, можно провести анализ производительности беспроводной связи при обобщенных замираниях и вывести характеристики при классических замираниях, как частные случаи. Это позволяет совершенствовать анализ производительности беспроводной связи в каналах с замираниями.

Список используемых источников

1. Chun Y. J., Cotton S. L., Lopez-Martinez F. J., Paris J. F., Yoo S. K., "A Comprehensive Analysis of 5G Heterogeneous Cellular Systems Operating Over κ - μ Shadowed Fading Channels," // IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, no. 11, pp. 6995–7010, Nov. 2017.
2. Paris J. F., Statistical characterization of κ - μ shadowed fading, // IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 2, pp. 518–526, Feb. 2014.
3. Savischenko N. V., "Special Integral Functions Used in Wireless Communications Theory". World Scientific, Singapore, 2014.
4. Savischenko N. V., Multiple Hypergeometric Functions in Communication Theory: Evaluations of Error Probabilities for Four-Parameter, κ - μ and η - μ Signals Distributions in General Fading Channels // Lobachevskii Journal of Mathematics, 2022, Vol. 43, No. 7, pp. 1976–1992.

УДК 548.74
ГРНТИ 29.19.11

ДИФРАКЦИЯ НА СУБНАНОСТРУКТУРНЫХ ПОВЕРХНОСТЯХ В КИНЕМАТИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

С. А. Князев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В кинематическом приближении описано рассеяние электронных волн на субнанослойных объектах. Для одно-, двух- и пятислойных структур кубической сингонии определены угловые положения дифракционных максимумов, их интенсивность и ее зависимость от электронной длины волны. Особое внимание уделено интерференционным эффектам межслоевого рассеяния. Полученные результаты будут использованы далее при анализе расчетов дифракционных картин от суперструктур на поверхности монокристаллических твердых тел.

кинематика, дифракция, электронные волны, субнанослойные объекты.

Главное достижение метода дифракции медленных электронов (ДМЭ) состоит в том, что он показал наличие на поверхности твердого тела образований, структура которых существенно отличается от расположения атомов в объеме и, следовательно, имеет свои физико-химические свойства (рис. 1). В этой части работы будет рассмотрена специфика дифракции электронов на низкоразмерных структурах.

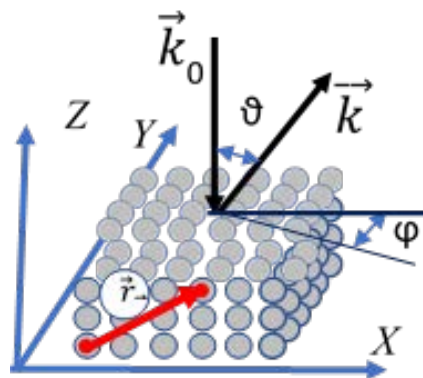


Рис. 1. Схема дифракции

Выражение для амплитуды многолучевого рассеяния в кинематическом приближении в оптике, дифракции электронов и рентгеноструктурном анализе [1–3] имеет вид:

$$A_{\text{общ}} = A_0 \sum_{mnp} \exp(2\pi \cdot i(\vec{k} - \vec{k}_0), \vec{r}_{mnp}), \quad (1)$$

где $\vec{k}_0(0, 0, -\frac{1}{\lambda})$ – волновой вектор падающей волны; \vec{r}_{mnp} – трансляционный вектор, $\vec{k}(\frac{1}{\lambda} \sin J \cdot \cos \varphi, \frac{1}{\lambda} \sin J \cdot \sin \varphi, \frac{1}{\lambda} \cos J)$ – волновой вектор рассеянной волны.

Для кристаллов кубической сингонии $\vec{r}_{mnp}(m \cdot b, n \cdot b, p \cdot b)$ где b – постоянная решетки и m, n, p – целые числа.

После суммирования по узлам кристаллической решетки, а также переобозначений: $\frac{2\pi}{\lambda} b = B$, $\sin \theta \cos \varphi = x$, $\sin \theta \sin \varphi = y$ и выражения $\cos \theta$ через x и y : $\sqrt{1 - (x^2 + y^2)}$ соотношение для интенсивности, как квадрата модуля $A_{\text{общ}}$ принимает вид:

$$I = A_0^2 \left| \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_2x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_3(1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)}) - 1)}{\exp(iB(1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)}) - 1)} \right|^2, \quad (2)$$

где N_i – число рассеивающих центров вдоль i -ой оси ($i \rightarrow x, y, z$).

Дифракция на двухмерной атомной структуре

$$I = A_0^2 \left| \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_2x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \right|^2. \quad (3)$$

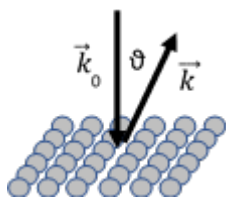


Рис. 2 Однослойная структура

Здесь отсутствует суммирование по оси Z (рис. 2). При фиксированной величине постоянной решетки b удобно пользоваться заменой B на a : при $b = 3\text{\AA}$ $B = 1,54 \cdot \sqrt{a}$, где a – энергия электронов E_p , выраженная в эВ. В дальнейшем будем считать, что $N_1 = N_2 = 10$, $A_0 = 1$ у.е.

Интенсивность дифракционных максимумов

Все дифракционные максимумы имеют одинаковую интенсивность, равную $A_0^2 \cdot N^2$ независимо от λ (от E_p) (рис. 3).

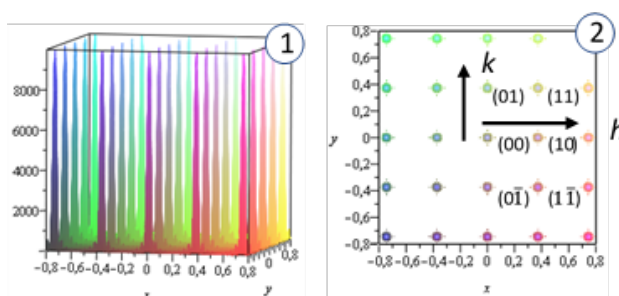


Рис. 3. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2), h, k – индексы Миллера [3]

Угловое положение и ширина дифракционных максимумов

Согласно теории многолучевой интерференции угловая ширина рефлекса (1-ый min при $(h + \frac{1}{N})\pi$) обратно пропорциональна числу рассеивающих центров N в данном направлении [2] (рис. 4).

При любой длине электронной волны каждый рефлекс сохраняет величину своего азимутального угла φ : $\text{tg } \varphi = h/k$.

Величина угла рассеяния ϑ определяется с помощью построения Эвальда [3] (рис. 5): b^* – вектор обратной решетки: $b^* = 1/b$:

$$\sin J = \frac{\lambda}{b} \sqrt{h^2 + k^2} . \quad (4)$$

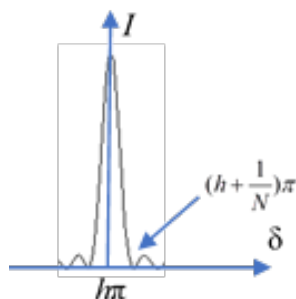


Рис. 4. Угловая ширина рефлекса



Рис. 5. Построение Эвальда

Дифракция на двухслойной структуре

В выражении для $A_{\text{общ}}$ появляется суммирование по оси Z , а трансляционный вектор \vec{r}_{mnp} содержит компоненты по осям X , Y и Z (см. формулу 2).

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $N_3 = 2$, $B \rightarrow 1,54 \cdot \sqrt{a}$, где $a = E_p = 120$ эВ.

При фиксированном значении E_p угловые положения рефлексов для одно и двухслойных структур совпадают, но для 2-хслойных структур интенсивность разных наборов однотипных рефлексов различны ($h, k, \bar{h}, k, h, \bar{k}, \bar{h}, \bar{k}$ – однотипные рефлексы) (рис. 6, 7).

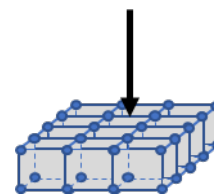


Рис. 6. Двухслойная структура

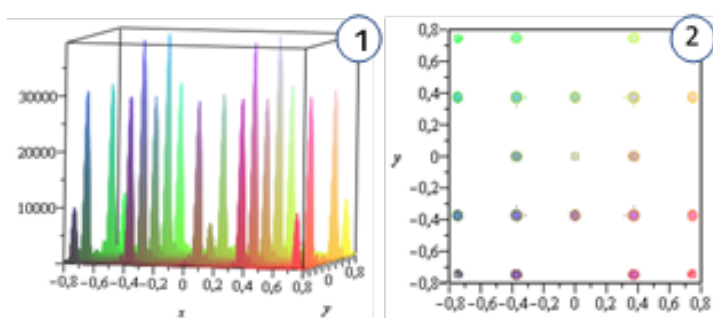


Рис. 7. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2)

Энергетическая зависимость интенсивности рефлексов

При изменении длины электронной волны λ рефлексы изменяют свою интенсивность, периодически проходя через одинаковые максимальные и минимальные значения.

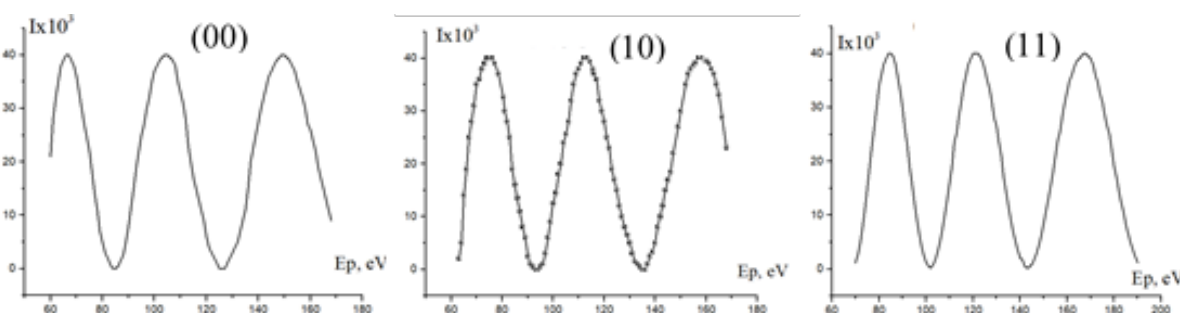


Рис. 8. $I(E_p)$: (00), (10), (11) рефлексов

Межслоевая интерференция

Если обозначить амплитуду рассеяния электронной волны от 1-го слоя как A_1 , а от второго как A_2 , то выражение для интенсивности имеет вид $I_{\text{общ}} = |A_1 + A_2|^2$. Если $A_1 \times A_1^* = I_1$ – вклад в интенсивность 1-го слоя, а $A_2 \times A_2^* = I_2$ – второго, то оставшиеся слагаемые $A_2 \times A_1^* + A_1 \times A_2^*$ – это вклад интерференционных слагаемых (ИС) (рис. 9).

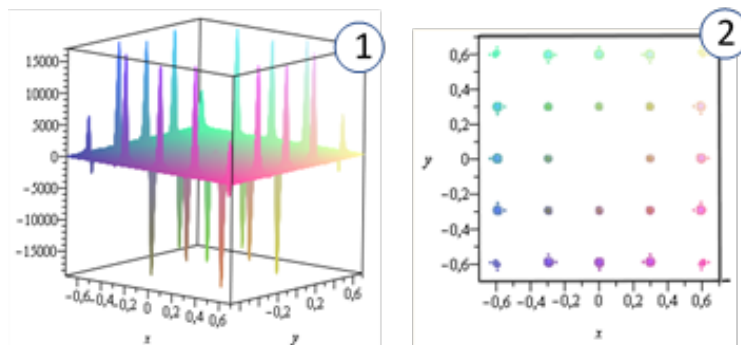


Рис. 9. Общий вид картины ИС (1), угловое положение мах (2)

Вклад ИС в интенсивность дифракционных максимумов при $a = 180$ эВ

Вклад ИС в интенсивность картины ДМЭ как со знаком +, так и –. Угловые положения картины ИС и ДМЭ совпадают (рис. 10).

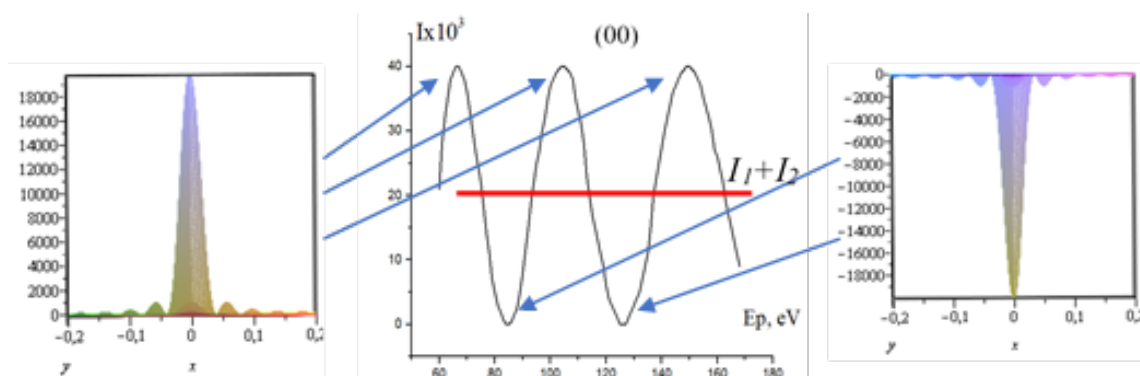


Рис. 10. Вклад ИС в максимумы и минимумы интенсивности рефлексов

Дифракция на 5-тислоной структуре

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $N_3 = 5$, $B \rightarrow 1,54 \cdot \sqrt{a}$, где $a = E_p = 120$ эВ (рис. 11, 12).

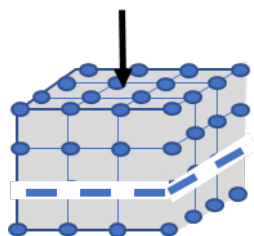


Рис. 11. 5-тислоная структура

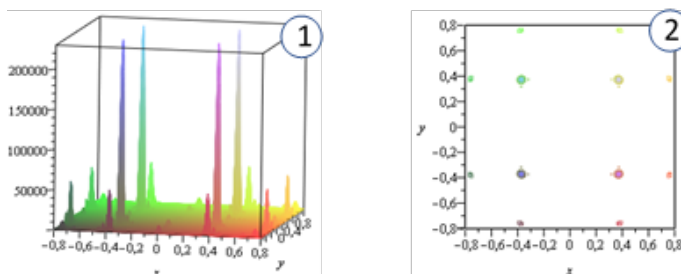


Рис. 12. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2)

Энергетическая зависимость интенсивности рефлексов

Зависимость I от E_p показывает, что интенсивность дифракционных максимумов для 5-тислоной структуры определяется выполнением третьего дифракционного условия Лауэ или целочисленностью третьего индекса Миллера l [2] (рис. 13).

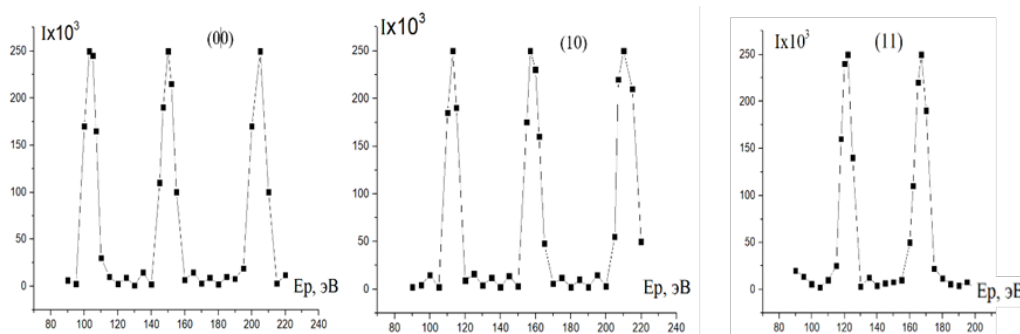


Рис. 13. Энергетическая зависимость интенсивности дифракционных максимумов

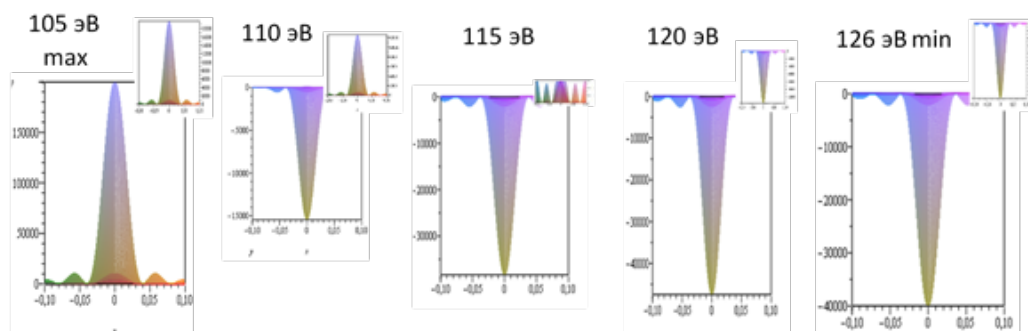


Рис. 14. Вклад ИС в интенсивность (00) рефлекса 2-х и 5-тислоных структур

Из рис. 14 следует, что существенные различия между энергетической зависимостью интенсивности рефлексов для 2-хслойной (рис. 8) и 5-тислоной структур (рис. 13) обусловлен эффектами межслоевой интерференции.

Дифракция на ОЦК структурах

Недостаточно плотная упаковка атомов в простой кубической ячейке приводит к тому, что на практике реализуются объемно- (ОЦК) и гранецентрированные (ГЦК) кубические структуры. ГЦК – на каждой боковой грани куба появляется центрирующий атом; ОЦК – в центре куба появляется атом (куб – это элементарная ячейка).

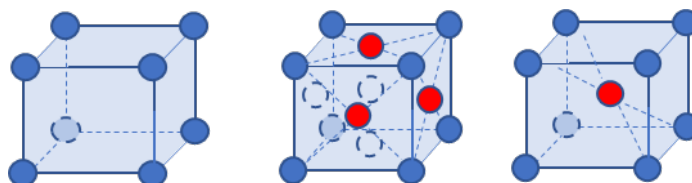


Рис. 15. Решетки: примитивная, ГЦК и ОЦК структуры

Дифракция на 2-хслойной ОЦК структуре $10 \times 10 \times 2$, $b = 3\text{Å}$

Центрирующий слой представляется в виде двух квадратных решеток с периодом $2b$ (рис. 16):

$$I = A_0^2 \left| \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_3(1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)}) - 1)}{\exp(iB(1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)}) - 1)} + \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(i2Bx) - 1} \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(i2Bx) - 1} \exp(iB2(x + y)) \exp(iB \cdot 0,5(1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)})} \right|^2 \quad (5)$$



Рис. 16. Центрирующий слой. Начальные координаты: $(\frac{b}{2}, \frac{b}{2}, \frac{b}{2})$ и $(\frac{3b}{2}, \frac{3b}{2}, \frac{b}{2})$

Выражение для интенсивности содержит новое слагаемое, связанное с рассеянием на центральном слое.

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $N_3 = 2$, $b = 3\text{Å}$ $B \rightarrow 1,54 \cdot \sqrt{a}$, где $a = 120 \text{эВ}$.

На дифракционной картине появилось множество новых рефлексов по сравнению с картиной от простой 2-хслойной структуры (рис. 17).

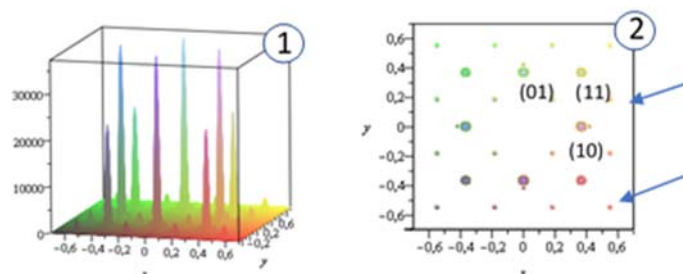


Рис. 17. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2)

Энергетическая зависимость интенсивности (00) и (11) рефлексов

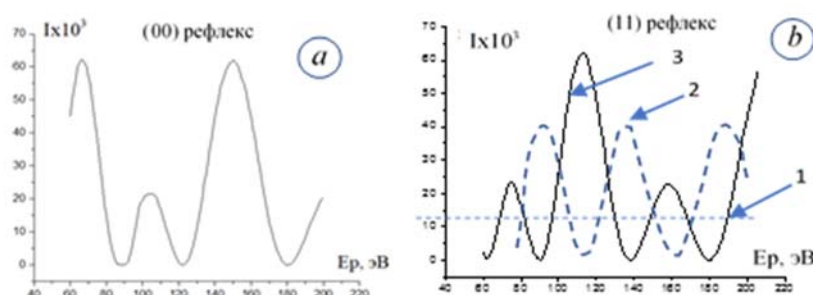


Рис. 18. $a - I(E_p)$ для (00) рефлекса, $b - (11)$ рефлекс, 1 – однослойная структура, 2 – двухслойная нецентрированная структура, 3 – двухслойная центрированная структура

Интенсивность и угловое положение дополнительных рефлексов

$$N_1 = N_2 = 10, N_3 = 2, b=3\text{Å} B \rightarrow 1,54 \cdot \sqrt{a}, \text{ где } a = 120 \text{ эВ}$$

Интенсивность дополнительных рефлексов мала по сравнению с интенсивностью основных рефлексов и мало изменяется в широком диапазоне E_p .

Сами по себе эти дополнительные максимумы чаще всего не видны на уровне фона некогерентного рассеяния, но они резко изменяют интенсивность основных максимумов за счет межслоевой интерференции.

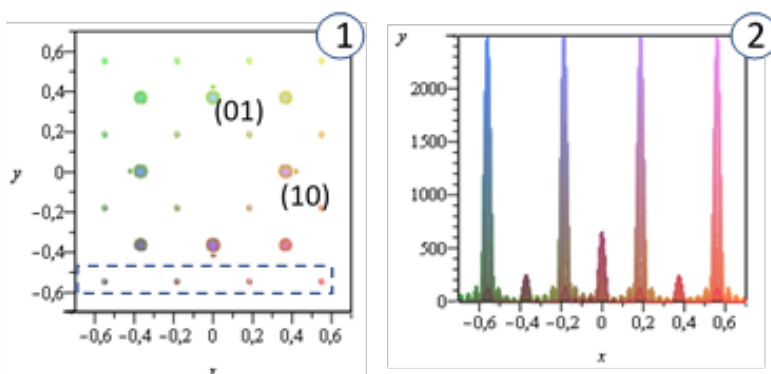


Рис. 19. Сечение по дополнительным рефлексам (1), интенсивность дополнительных рефлексов (2)

Межслоевая интерференция

Вклад интерференционного слагаемого (ИС) в интенсивность дифракционных максимумов можно представить в виде: $I_{ис} = I_{общ} - (I_1 + I_2 + I_3)$, где I_i – вклад каждого из слоев по отдельности.

Рис. 20 наглядно демонстрируют решающий вклад ИС в интенсивность дифракционных максимумов как в положительную, так и в отрицательную сторону.

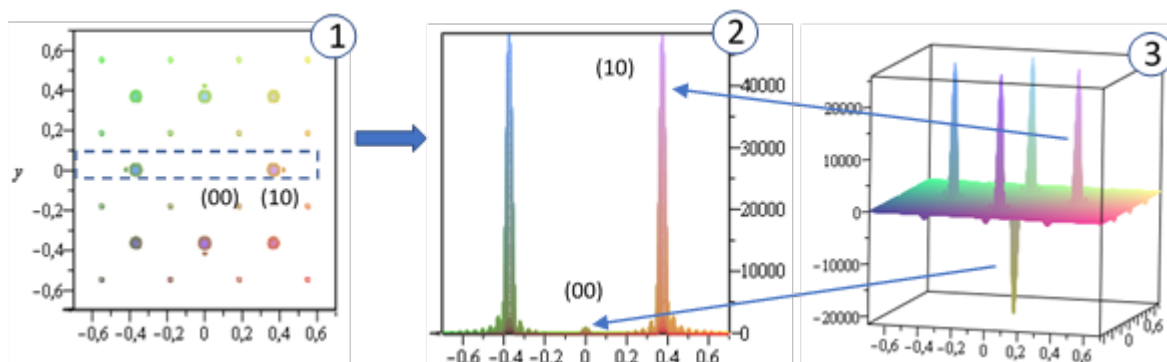


Рис. 20. Сечение по основным рефлексам (1), интенсивность основных рефлексов (2), вклад ИС (3)

Дифракция на 5-тислоистой ОЦК структуре $10 \times 10 \times 5$, $b = 3 \text{ \AA}$

Энергетическая зависимость интенсивности основных рефлексов

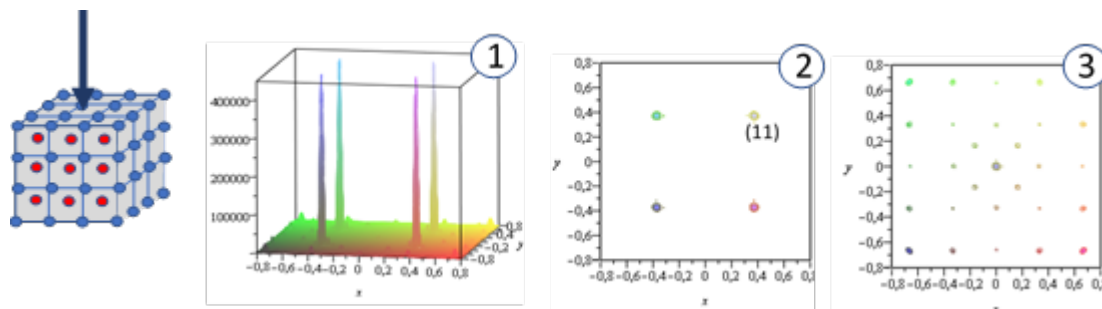


Рис. 21. Общий вид дифракционной картины при 120 эВ (1), угловое положение рефлексов при 120 эВ (2), угловое положение рефлексов при 153 эВ (3)

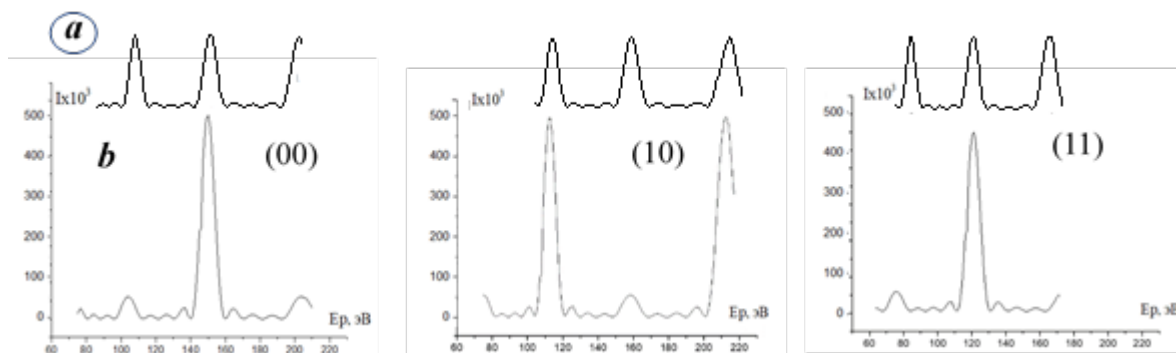


Рис. 22. Сравнение зависимостей $I(E_p)$ для ОЦК (b) и нецентрированной 5-тислоистой структур (a)

Относительное уменьшение интенсивности ряда рефлексов для ОЦК структуры по сравнению с примитивной пятислоистой структурой связано с проявлением 3-х мерных условий Лауэ: для ОЦК структур рефлексы с нечетной суммой индексов Миллера запрещены [2] (рис. 21, 22).

Угловое положение и интенсивность основных и дополнительных рефлексов

Для 5-тислоистой ОЦК структуры характерно резкое изменение картины углового положения рефлексов при малом изменении E_p . Если при 120 эВ (рис. 21(2)) видны только основные рефлексы, то при 110 эВ, когда интенсивность основных рефлексов мала, наблюдается богатая картина дифракции (рис. 21(3)), позволяющая определить угловые положения основных и дополнительных рефлексов (рис. 23).

Вышеизложенный материал будет использован для решения вопроса об адекватности кинематического приближения при описании структуры поверхности чистых граней монокристаллов, а также структуры однослойных покрытий, возникающих на монокристаллической поверхности твердых тел при адсорбции и эпитаксии.

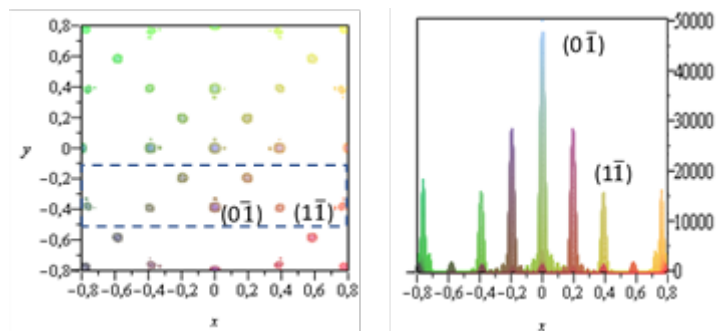


Рис. 23. Угловое положение рефлексов при 110 эВ (1), интенсивность рефлексов по сечению (2)

Список используемых источников

1. Савельев И. В. Курс общей физики. Т. 2. Оптика. М. : Наука, 1982. 528 с.
2. Иверонова В. И., Ревкевич Г. П. Теория рассеяния рентгеновских лучей. М. : Изд-во МГУ, 1978. 277 с.
3. Зырянов Г. К. Низковольтная электронография. Л. : Изд-во ЛГУ, 1986. 186 с.

УДК 548.74
ГРНТИ 29.19.11

ДИФРАКЦИЯ НА СВЕРХСТРУКТУРНЫХ ПОВЕРХНОСТЯХ В КИНЕМАТИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

С. А. Князев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

На основании предыдущего материала, где в кинематическом приближении достаточно подробно рассматривалось рассеяние электронных волн на одно, двух и пятислойных примитивных и ОЦК структурах, речь, в данном случае, идет о дифракции электронов на объектах, содержащих на поверхности сверхструктуры типа $p(2 \times 2)$, $c(2 \times 2)$, $p(2 \times 1)$ и несоизмеримых структурах.

кинематика, дифракция, сверхструктуры.

В предыдущей работе [1] достаточно подробно рассматривалось рассеяние электронных волн на одно, двух и пятислойных примитивных и ОЦК структурах. В данной работе материал излагается в сжатой форме с опорой на предыдущую статью.

Сверхструктура на однослойной решетке

Структура $p(2 \times 2)$ (шаровая модель решетки)

При плотной упаковке касание шаров происходит по диагонали квадрата. Расстояние между центрами двух слоев равно $\frac{b}{\sqrt{2}}$ (для ОЦК структуры оно было равно $\frac{b}{2}$). Начальная координата сверхструктурного слоя $\vec{r}_0 (b/2, b/2, b/\sqrt{2})$ (рис. 1).

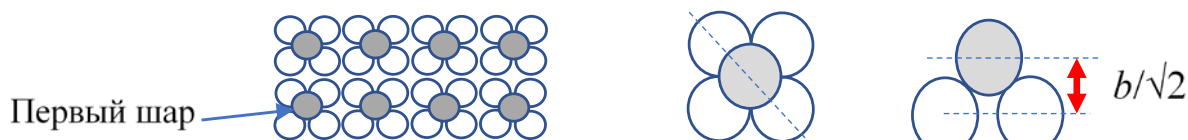


Рис. 1. Модель сверхслоя $p(2 \times 2)$

Вклад сверхслоя $p(2 \times 2)$ в общую амплитуду рассеяния:

$$\dots + \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(i2Bx) - 1} \frac{\exp(iBN_2y) - 1}{\exp(i2By) - 1} \exp(iB \cdot 0,5 \cdot (x + y)) \exp(iB \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)})) \quad (1)$$

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $b = 3\text{Å}$, $B = 1,54 \sqrt{a}$, где $a = E_p = 120$ эВ. На картине углового положения рефлексов (рис. 2(2)) видны дополнительные дифракционные максимумы, но как следует из рис. 2 (4), их интенсивность относительно невелика.

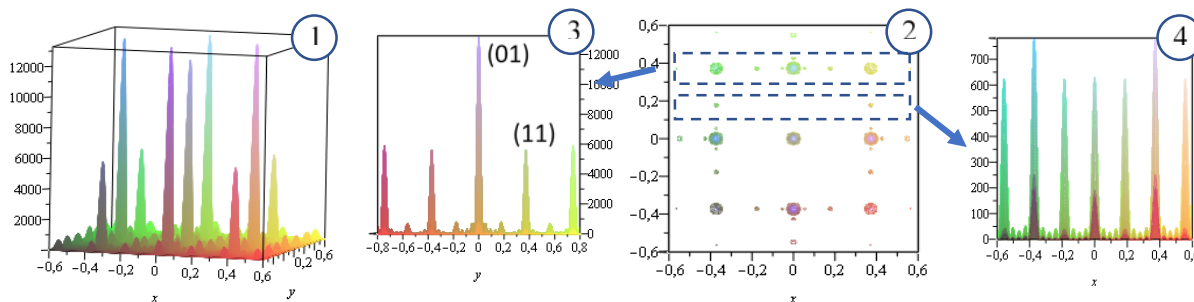


Рис. 2. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2), интенсивность по сечениям основных рефлексов (3), дополнительных рефлексов (4)

Структура $c(2 \times 2)$ (шаровая модель решетки)

Переход от примитивной (p) к центрированной (c) решетке осуществляется добавлением слоя, аналогичного предыдущему (см. ОЦК решетку) (рис. 3). Поэтому в формуле (1) $0,5(x + y)$ переходит в $2 \cdot (x + y)$.

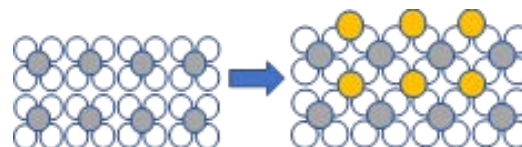


Рис. 3. Модель сверхслоя $c(2 \times 2)$

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $b = 3\text{Å}$, $B = 1,54 \sqrt{a}$, где $a = E_p = 120$ эВ.

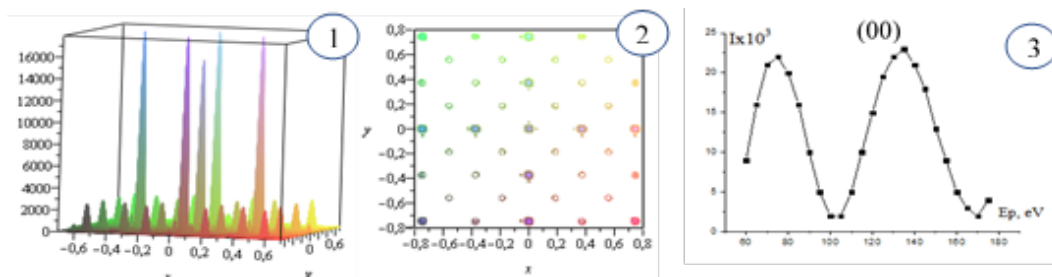


Рис. 4. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2), график зависимости I от E_p для (00) рефлекса (3)

На рис. 4(2) уже отчетливо видна сетка дополнительных рефлексов. Зависимость I от E_p для основных рефлексов соответствует дифракции на двухслойных структурах. $I_{\max} \sim N^2 \rightarrow ((10 \times 10) + 50)^2 = 22\,500$ у. е.

Структура $p(1 \times 2)$ (шаровая модель решетки)

Структура $p(1 \times 2)$ представляет собой цепочки атомов, вытянутых вдоль оси X (рис. 5). Поэтому в выражении (1):

$$\frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(i2Bx) - 1} \frac{\exp(iBN_2y) - 1}{\exp(i2By) - 1} \rightarrow \frac{\exp(iBN_1x) - 1}{\exp(iBx) - 1} \frac{\exp(iBN_2y) - 1}{\exp(i2By) - 1}$$

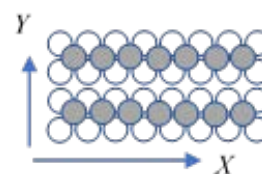


Рис. 5. Структура $p(1 \times 2)$

Картина дифракции при $N_1 = N_2 = 10$, $b = 3\text{Å}$, $B = 1,54 \sqrt{a}$, где $a = E_p = 120$ эВ.

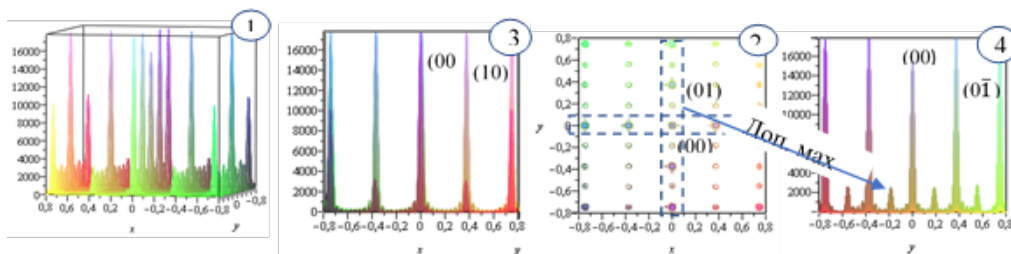


Рис. 6. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2), ряды рефлексов по взаимно перпендикулярным сечениям (3), (4)

Картина дифракции представляет собой цепочки рефлексов, вытянутых вдоль оси Y . Различие в числе рассеивающих центров по осям X и Y у анизотропной структуры $p(1 \times 2)$ не приводит к анизотропии формы самих рефлексов (рис. 6).

Зависимость I от E_p характерна для двумерной структуры $I_{\max} \sim N^2 \rightarrow (150)^2 = 22\,500$ у.е. (рис. 7).

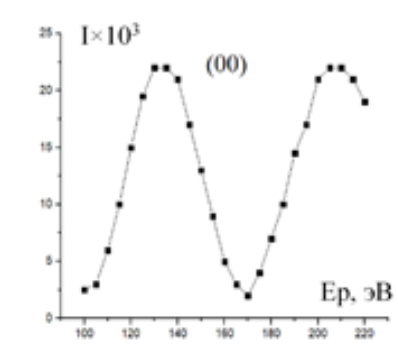


Рис. 7. $I(E_p)$ (00) рефлекса

Несоизмеримая структура (шаровая модель решетки)

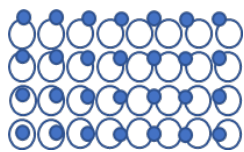


Рис. 8. Несоизмеримая структура

Над основанием с постоянной решетки $b_1 = 3\text{Å}$ на расстоянии 3Å по вертикали расположена решетка с постоянной $b_2 = 3,3\text{Å}$ (рис. 8).

Интенсивность дифракционной картины определяется соотношением:

$$I = A_0^2 \left| \frac{\exp(iB_1 N_1 x) - 1}{\exp(iB_1 x) - 1} \frac{\exp(iB_1 N_1 y) - 1}{\exp(iB_1 y) - 1} + \exp(iB_1 (1 + \sqrt{1 - (x^2 + y^2)}) y) \frac{\exp(iB_2 N_2 x) - 1}{\exp(iB_2 x) - 1} \frac{\exp(iB_2 N_2 y) - 1}{\exp(iB_2 y) - 1} \right|^2 \quad (3)$$

Дифракционная картина представляет собой наложение картин от верхнего и нижнего слоев с периодами обратно пропорциональными b_1 и b_2 . (00) рефлекс выделяется на фоне других рефлексов большой интенсивностью, отсутствием расщепления и имеет аномально широкий тах на зависимости I от E_p .

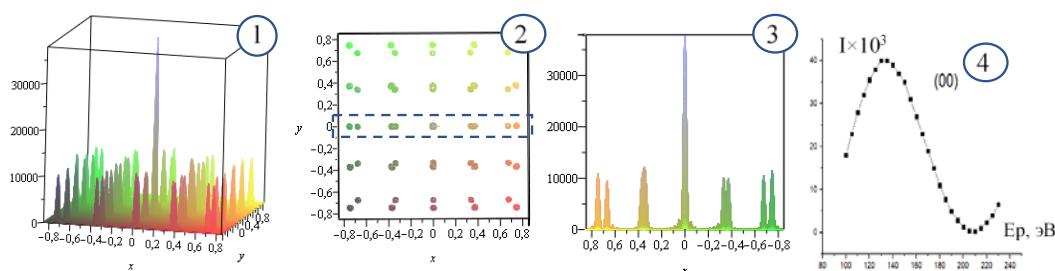


Рис. 9. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2), интенсивность рефлексов по сечению (3), $I(E_p)$ (00) рефлекса (4)

Сверхструктуры на двухслойной ОЦК решетке

Структура $c(2 \times 2)$

Структура $c(2 \times 2)$ является копией центрирующего слоя в ОЦК структуре. Однако при плотной упаковке слой со структурой $c(2 \times 2)$ смещен по оси Z на $b/\sqrt{2}$ от соседнего слоя, тогда как межслоевое расстояние остальных слоев $b/2$. Это и отражается на зависимости I от E_p (00) рефлекса (рис. 10).

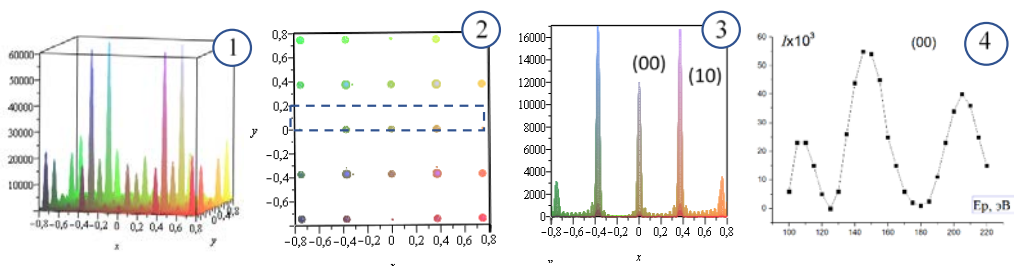


Рис. 10. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2), интенсивность основных рефлексов по сечению (3), $I(E_p)$ (00) рефлекса (4)

Структура $p(1 \times 2)$

Дополнительные рефлексы, расположенные между основными (10 и 11), имеют малую интенсивность, однако верхний слой со структурой $p(1 \times 2)$ значительно искажает форму зависимости I от E_p , характерную для двухслойной ОЦК структуры (рис. 11).

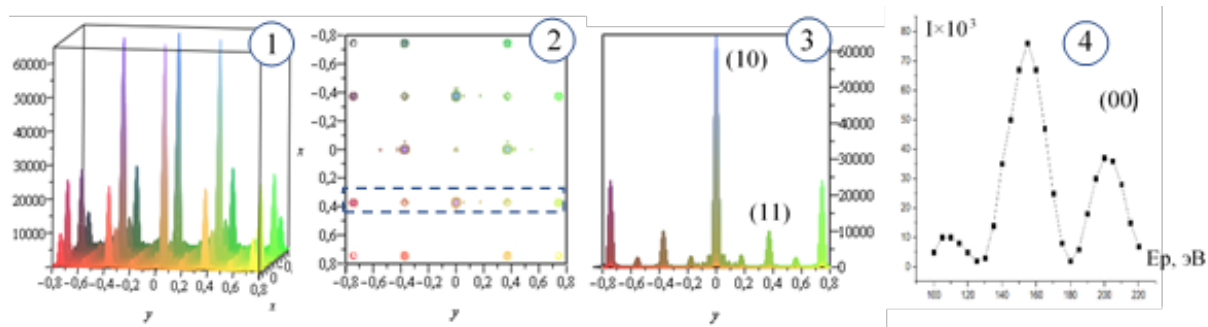


Рис. 11. Общий вид картины дифракции (1), угловое положение рефлексов (2), ряд рефлексов по сечению (3), $I(E_p)$ (00) рефлекса (4)

Несоизмеримая структура

Над двумерной ОЦК структурой с постоянной решетки $b_1 = 3\text{Å}$ на расстоянии 3Å по вертикали расположена решетка с постоянной $b_2 = 3,3\text{Å}$.

Как и для несоизмеримой структуры на однослойной решетке наблюдается наложение дифракционных картин от двух структур с разными периодами.

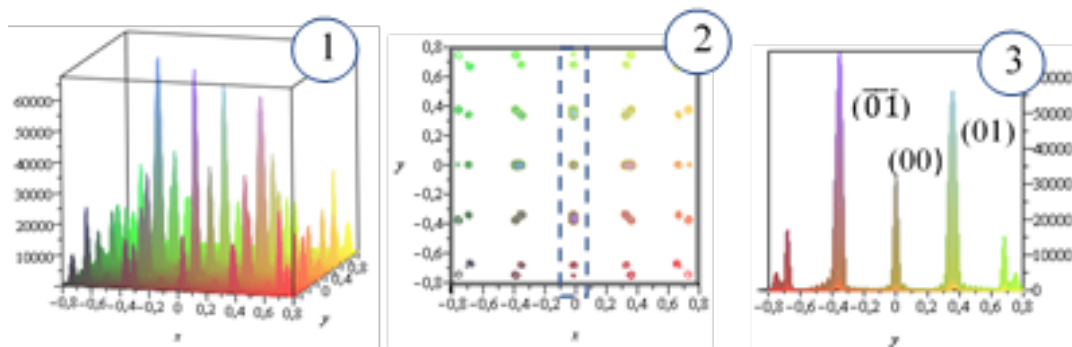


Рис. 12. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2), ряд рефлексов по сечению (3)

Сверхструктуры на пятислойной ОЦК решетке

Структура $c(2 \times 2)$ $a = 145 \text{ эВ}$

Появление сверхструктуры $c(2 \times 2)$ на поверхности пятислойной ОЦК структуры не вносит существенных изменений в дифракционную картину. Дополнительные рефлексы от сверхструктур можно обнаружить только

энергетическом диапазоне, где отсутствуют основные дифракционные максимумы (рис. 13). Аналогичные результаты были получены для $p(1 \times 2)$ и неизомеримых структур.

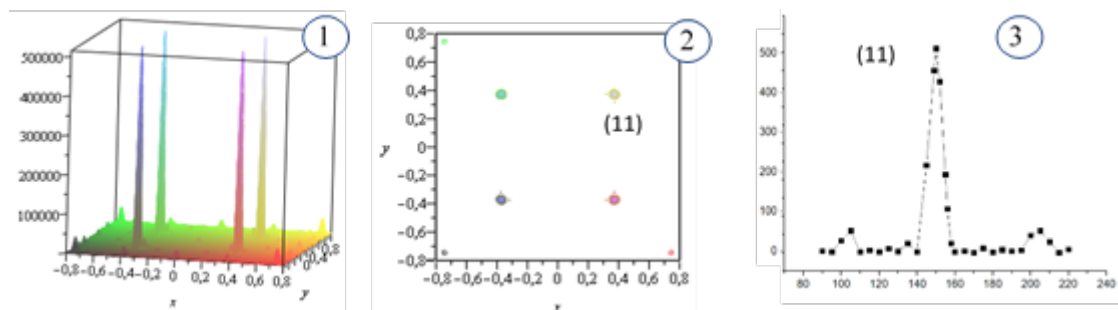


Рис. 13. Общий вид дифракционной картины (1), угловое положение рефлексов (2), $I(Ep)$ (11) рефлекса (3)

Из представленных выше расчетов видно, что кинематическое приближение достаточно полно описывает рассеяние электронных волн на упорядоченных субнанослойных структурах. Сверхструктуры на монослойной подложке создают сетку дополнительных рефлексов, отражающих их структуру в обратном пространстве, зависимость I от E_p приобретает синусоидальный характер. У двухслойных структур при фиксированном значении E_p изменяется интенсивность I между наборами однотипных рефлексов, а переход к ОЦК структуре приводит к новой форме зависимости I от E_p . Уменьшается относительная интенсивность дополнительных рефлексов от сверхструктур на двухслойной подложке, но по-прежнему адсорбат изменяет форму зависимости I от E_p . Дифракцию на пятислойных структурах скорее всего можно отнести к объемной. Рефлексы заметной интенсивности наблюдаются в узком энергетическом интервале, а адсорбция чужеродных атомов на их поверхности лишь незначительно изменяет интенсивность этих дифракционных максимумов.

Вопрос: как определить число атомных слоев, участвующих в формировании дифракционной картины?

В работе [2] предлагается разбивать кристалл на слои параллельные поверхности. Отражательная способность каждого слоя r . При прохождении волны через каждый слой происходит уменьшение ее амплитуды на $e^{-\rho d}$, где ρ – коэффициент поглощения, d – межплоскостное расстояние (рис. 14). Общая амплитуда рассеяния $A_{\text{общ}}$ определяется геометрической суммой амплитуд рассеяния от каждого слоя A_i : $A_{\text{общ}} = \frac{A_0 r}{1 - e^{-2\rho d}} = A_0 r N_{\text{эфф}}$. Откуда эффективное число атомных слоев, участвующих в дифракции $N_{\text{эфф}} = (1 - e^{-2\rho d})^{-1}$.

В работе [3] предложен метод наблюдения интегральных картин дифракции электронов малой энергии (рис. 15). Между катодом электронной

пушки и образцом прикладывается периодически изменяющееся пилообразное напряжение так, что поверхность образца подвергается воздействию электронов с энергией от E_{p1} до E_{p2} т. е. с длиной волны от λ_1 до λ_2 . На люминесцентном экране дифрактометра возникает картина в виде вытянутых рефлексов. Угловая ширина рефлексов на интегральных картинах служит мерой эффективного числа атомных слоев, участвующих в дифракции.

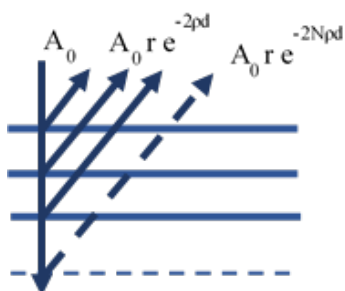


Рис. 14. Схема суммирования амплитуд

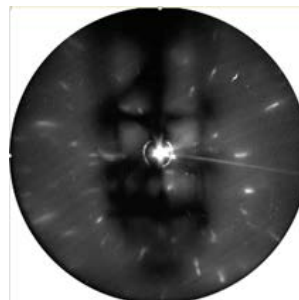


Рис. 15. Интегральная картина ДМЭ

Список используемых источников

1. Князев С. А. Дифракция на сверхструктурных поверхностях в кинематическом приближении // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2023. С. 641–650.

2. Князев С. А., Зырянов Г. К. Метод послойного суммирования // Вестник ЛГУ. 1972. № 22. С. 67–71.

3. Зырянов Г. К., Князев С. А., Махнюк В. П. Интегральные картины ДМЭ от поверхности кристалла // ЖТФ. 1974. Т. 45. В. 5. С. 666–670.

УДК 621.396.67

ГРНТИ 47.45.99

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВОГО ШПИЛЕЧНОГО ФИЛЬТРА МЕТОДОМ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ

А. Р. Кубалова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Предложен алгоритм метода проектирования узкополосных шпилечных фильтров СВЧ методом связанных линий. Рассмотрен числовой пример расчета микроволнового

шпилечного фильтра с аппроксимацией Чебышева. Приведены двухполупериодная модель электромагнитного моделирования шпилечного фильтра и результаты моделирования.

фильтр-прототип нижних частот, СВЧ фильтр, связанные линии, полосно-пропускающий фильтр, шпилечный фильтр, узкополосный фильтр, инвертор.

Фильтры, полученные с помощью двойного частотного преобразования Ричардса, могут быть разработаны как для узкой, так и для широкой полосы. Частотное преобразование заменяет каждую последовательную индуктивность на последовательные индуктивность и емкость, и каждую параллельную емкость на параллельные индуктивность и емкость, чтобы превратить схему нижних частот (ФПНЧ) в схему полосового фильтра (ППФ). Хотя частотное преобразование математически точно, итоговые значения элементов могут быть малы или велики для узкополосного проектирования. Последовательно соединенные резонаторы должны иметь высокую добротность, чтобы иметь низкие вносимые потери на высоких частотах. Это делает использование частотного преобразования трудно выполнимым на практике в высокочастотных узкополосных фильтрах. Решение проблемы заключается в использовании резонаторов одного типа, связанных друг с другом либо через индуктивности или емкости, либо через индуктивности и емкости. Если заменить инверторы с эквивалентными сосредоточенными параметрами, то мы приходим к фильтру, содержащему только один тип резонаторов, соединенных друг с другом сосредоточенными элементами. Теория инверторов тесно связана с фильтрами на связанных линиях. Этот метод проектирования фильтра назван методом связи Милтона Дишала [1]. Метод носит общий характер и может быть применен к фильтрам на парных резонаторах, что расширяет его использование в современном проектировании фильтров СВЧ.

На рис. 1а-с (см. ниже) показана узкополосная аппроксимация стандартного ППФ с использованием метода связанных линий. Новая схема требует определения добротности каждого резонатора (в случае резонаторов без потерь, определение добротностей первого и последнего резонатора достаточно), а величина связи между резонаторами основывается на технических требованиях. Коэффициент затухания можно сделать более равномерным, если между резонаторами используется индуктивная связь, а не емкостная.

Есть два метода проектирования фильтров на связанных линиях: метод синхронной настройки и метод симметричного расстраивания. В первом случае все резонаторы настроены на центральную частоту, во втором методе резонаторы симметрично расстроены вокруг центральной частоты. Хотя оба метода могут привести к одинаковой АЧХ, вносимые потери в полосе пропускания синхронно проектируемого фильтра ниже, поэтому этот

метод является наиболее часто используемым на практике [2]. Существуют два важных допущения при проектировании фильтра методом связанных линий. Первое – реактивное сопротивление связанных линий не зависит от частоты. Это допущение может быть легко обосновано для узкополосных конструкций. Второе – каждый резонатор связан только с соседним резонатором.

Введем два типа лестничных схем со связанными резонаторами, (рис. 2а, 2б): фильтр с узловой цепью и фильтр с замкнутой цепью. На рисунке узлы или контуры обозначены подчеркнутыми цифрами. В узловой цепи параллельные резонаторы соединены с индуктивностями или емкостями. В замкнутой цепи последовательные резонаторы соединены с индуктивностями или емкостями. Взаимосвязанные индуктивности между индуктивностями также возможны в любом виде топологии. В зависимости от топологии схемы, разные выражения должны быть использованы для оценки связанных элементов, хотя топологии дуальны друг к другу. С практической точки зрения, индуктивности замкнутой цепи на порядок больше, чем оптимальное значение индуктивностей узловой цепи для фильтра с такими же характеристиками. Таким образом, замкнутая цепь является более практичной, когда сопротивления источника и нагрузки относительно низкие.

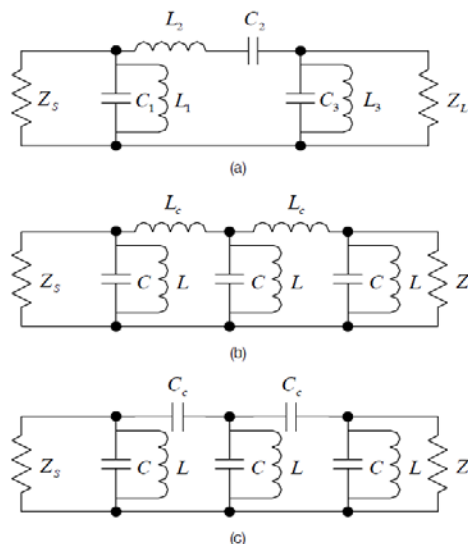


Рис. 1. Различные топологии ППФ: а) ППФ, полученный с помощью частотного преобразования, б) ППФ с индуктивной связью и с) ППФ с емкостной связью. Смешанная связь между резонаторами также возможна

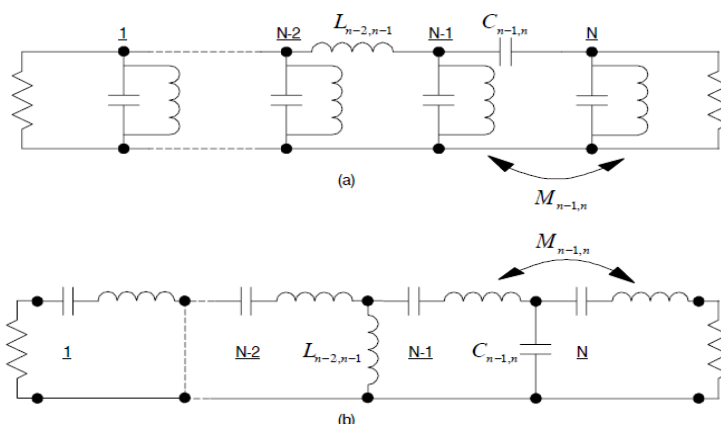


Рис. 2. Две основные топологии цепи, использованные в проектировании фильтра со связью: а) основные узловые цепи с индуктивной и емкостной связью и б) основная замкнутая цепь с индуктивной и емкостной связью

Используя добротность резонатора, порядок фильтра и тип полиномиальной аппроксимации, как параметры расчета, определяются и денормируются нормированные нагруженные добротности каждого резонатора, коэффициенты связи между резонаторами определяются из таблиц [2]. Далее находятся параметры связанных элементов ППФ C_i и L_i , при этом все узлы в узловой цепи, кроме i -го узла, должны быть заземлены, и все контуры к контурной цепи, кроме i -го контура, должны быть разомкнуты. Если схема фильтра содержит трансформаторы, то они могут быть преобразованы в соответствующую эквивалентную схему с помощью преобразований, данных на рис. 3. Для узкополосных фильтров необходимо использовать таблицы для определения коэффициентов связи, добротностей, а также значений параметров каждого резонатора. В некоторых случаях для упрощения допускаются резонаторы без потерь. В этом случае коэффициенты связи могут быть легко выведены непосредственно из величин ФПНЧ.

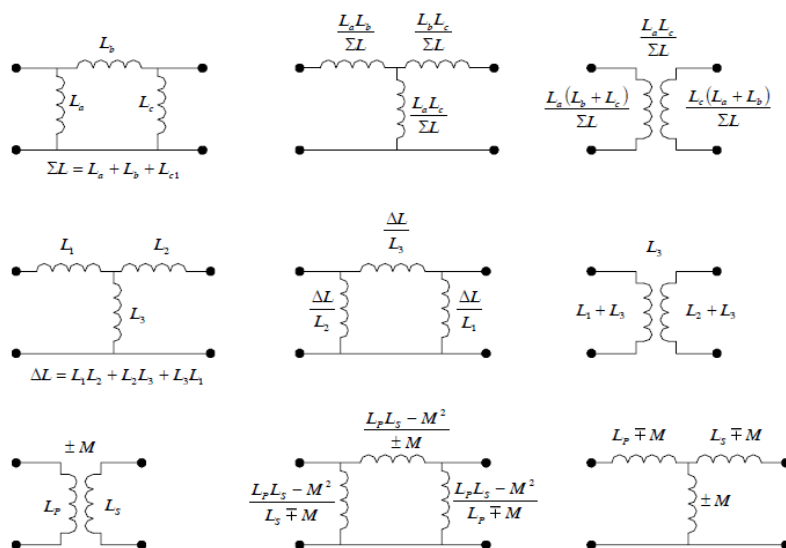


Рис. 3. Эквивалентные схемы индуктивностей на связанных линиях

Рассмотрим числовой пример расчета фильтра методом связанных линий. Исходные данные: фильтр Чебышева пятого порядка с неравномерностью характеристики 0,1 дБ ($\epsilon = 0,1526$). Центральная частота и ширина полосы 5,0 ГГц и 200 МГц соответственно. Параметры подложки: $h = 0,25$ миллиметра и $\epsilon r = 2,2$.

Расчет фильтра начинается с определения значений величин ФПНЧ, выбранной характеристике соответствуют следующие параметры: $g_1 = 1,147$, $g_2 = 1,371$, $g_3 = 1,975$, $g_4 = 1,371$, $g_5 = 1,147$, $g_6 = 1,0$ Волновое сопротивление резонаторов выбрано 50 Ом вследствие 0,75-миллиметровых линий. Длина шпилечных резонаторов равна 21,8 миллиметров и находится, используя эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{eff} = 1,88$, для 0,75-миллиметровых линий. Следующий шаг – определение добротности

входного и выходного резонаторов и коэффициентов связи между резонаторами. После определения основных параметров проектирования фильтра, процесс расчета продолжается моделированием пары шпилечных резонаторов, чтобы найти зависимость коэффициента связи от расстояния между резонаторами (рис. 4а). С помощью этого графика зависимости, следующие требуемые расстояния между резонаторами могут быть найдены с помощью k_{12} , k_{23} , k_{34} и k_{45} :

$$k_{12} = k_{45} = 0,032 \rightarrow S_{12} = S_{45} = 0,50 \text{ мм}; \quad k_{23} = k_{34} = 0,024 \rightarrow S_{23} = S_{34} = 0,60 \text{ мм}.$$

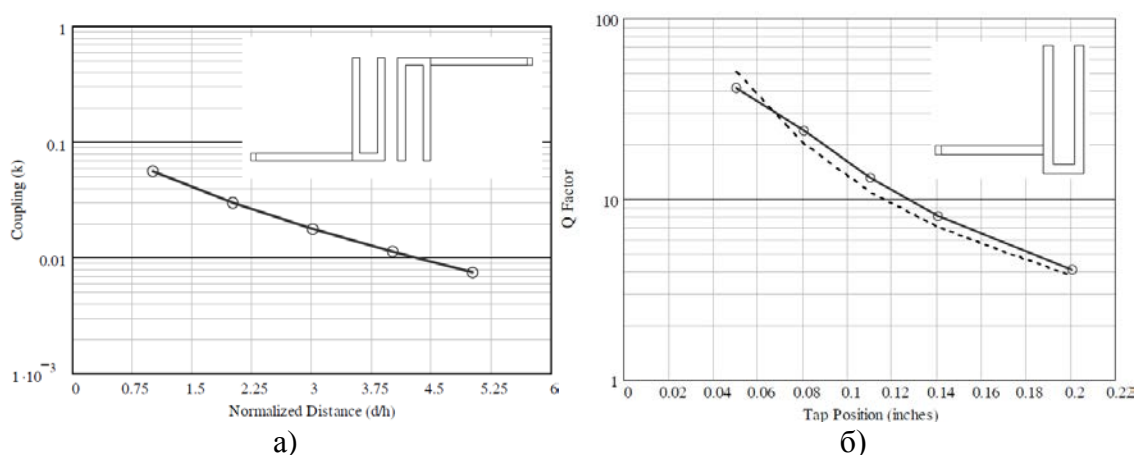


Рис. 4. а) Зависимость коэффициента связи от нормированного расстояния для пары шпилечных резонаторов. Расстояние нормировано к толщине подложки. Вставленный рисунок моделирует геометрию; б) Зависимость добротности шпилечного резонатора от распределения отводов, l , полученные в результате двухполупериодного электромагнитного моделирования (сплошная линия) и уравнения (пунктирная линия). Вставленный рисунок показывает моделируемую геометрию

Последний шаг заключается в расчете распределении отводов входного и выходного резонаторов для получения входной и выходной добротности. Для этой цели другой набор двухполупериодных моделей одиночного резонатора выполнен для различных распределений отводов (рис. 4б). Определение добротности требует особого внимания, обычный метод с итерацией в 3 дБ не может быть точным для резонаторов с относительно низкой добротностью. Используется альтернативный метод, основанный на производной реактивной проводимости. В этом методе резонатор моделируется как параллельная цепь проводимость-индуктивность-конденсатор (GLC), в непосредственной близости от точки резонанса. Тогда добротность рассчитывается по формуле:

$$Q = \frac{\omega}{2(G+Y_0)} * \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}.$$

Двухполупериодная модель электромагнитного моделирования фильтра показана на рис. 5, результаты моделирования приведены на рис. 6.

В полосе пропускания вносимые потери составляют около 4 дБ и обратные потери более 15 дБ. Полюса фильтра также определены примерно, что можно заметить из обратных потерь. Причина, по которой не имеется четкого определения полюсов, двойка: во-первых – точность размеров цепи (все размеры должны привязываться к конечному размеру сетки в компьютерной симуляции, размеры обычно разбиваются, когда цепь готовится к симуляции, итоговые размеры отличаются от физических размеров). Во-вторых – потери в каждом резонаторе (вышеописанный метод предполагает идеальные резонаторы без потерь).

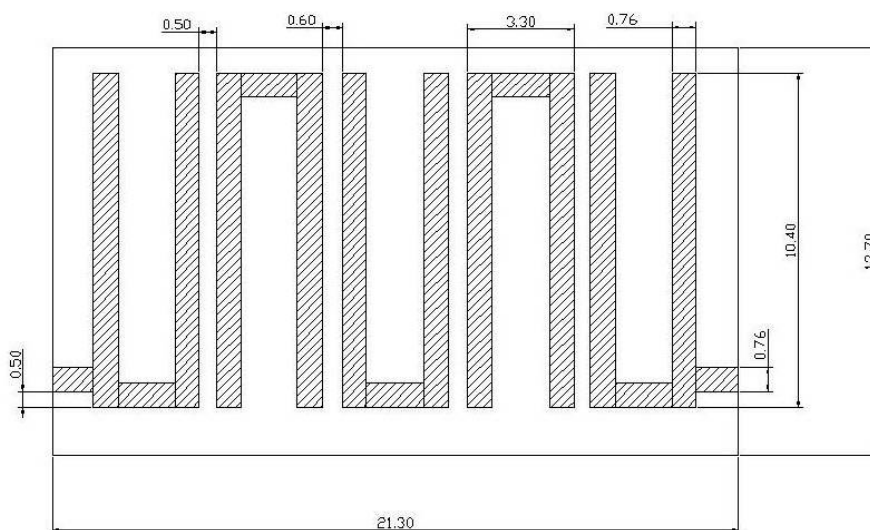


Рис. 5 Двухполупериодная электромагнитная симуляция модели шпилечного ППФ

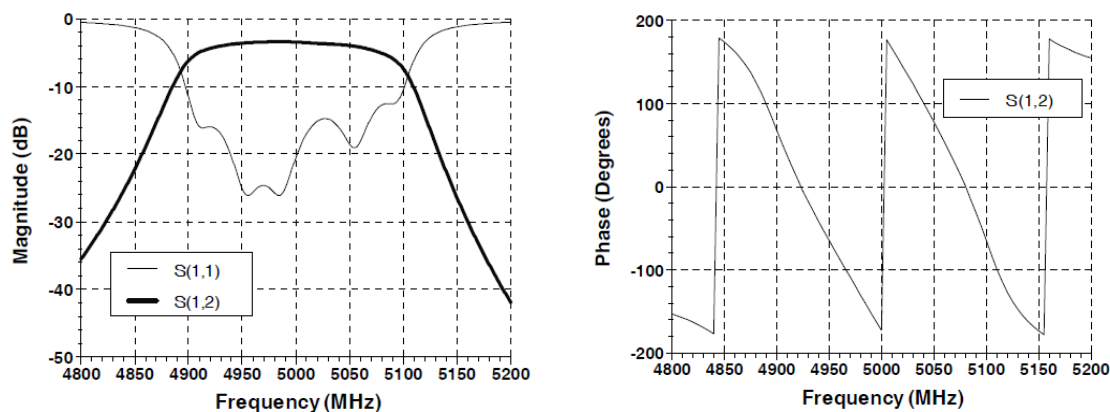


Рис. 6 Амплитуды коэффициентов S_{11} и S_{12} и фаза коэффициента S_{12} шпилечного ППФ

Список используемых источников

1. Wenzel R. J. Exact design of TEM microwave networks using quarter-wave lines. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. January 1964. Vol. MTT-12. PP. 94–111.
2. Бахарев С. И., Вольман В. И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В. И. Вольмана. М. : Радио и связь, 1982. 328 с.

УДК 621.396.67
ГРНТИ 47.45.99**РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНОГО
ЗОЛОТАРЕВСКОГО ФИЛЬТРА СВЧ****А. Р. Кубалова**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Представлен метод синтеза эллиптических фильтров СВЧ. Предложена схема синтеза СВЧ двухполюсников, имеющих заданный импеданс в широкой полосе частот, на основе свойств двухпроводной линии. Приведены электрический и конструктивный расчеты вышеуказанного фильтра. Рассмотрен числовой пример расчета микроволнового эллиптического фильтра. Результаты расчета сравниваются с экспериментом.

эллиптический фильтр, СВЧ фильтр, широкополосный фильтр, импеданс, двухпроводная линия.

Известные методы конструирования СВЧ фильтров пренебрегают активными потерями. Однако в полосе уже 1 % активные потери оказываются основной причиной расхождения экспериментальных и расчетных данных. Поэтому в узкой полосе выгоднее строить максимально плоские фильтры, увеличивая число звеньев, но зато понижая добротность каждого контура. Преимущества золотаревских фильтров должны особенно заметно сказываться в широкой полосе, где активные потери не играют роли. Но в широкой полосе метод эквивалентных схем становится неприемлемым, и возникают серьезные трудности с реализацией функции рабочего затухания Золотарева [1, 2]). Ниже предлагается новая схема синтеза широкополосного (для полосы порядка 30 % и выше) СВЧ фильтра Золотарева в виде двойного тройника. Плечи двойного тройника образованы короткозамкнутыми или разомкнутыми ступенчатыми шлейфами. Волновые сопротивления отрезков однородных линий, из которых состоят ступенчатые шлейфы, подбираются такими, чтобы обеспечить требуемый входной импеданс. Таким образом, расчет сводится, по существу, к синтезу двухполюсников. Но такая задача представляет в ряде случаев самостоятельный интерес. Предлагается схема синтеза СВЧ двухполюсников, имеющих заданный импеданс в широкой полосе частот, на основе свойств двухпроводной линии.

Построим золотаревский СВЧ фильтр со следующими параметрами:

- а) границы полосы пропускания и заграждения: $f_{\Pi} = 3386$ МГц;
 $f_{\Pi} = 2388,5$ МГц; $f_{\Sigma} = 3619$ МГц; $f_{\Sigma} = 2231$ МГц;
- б) допуск в полосе пропускания $b_{\Pi} = 0,25$ дБ;
- в) гарантированное затухание $b_{\Sigma} = 20$ дБ.

1. Определяем крутизну среза:

$$k = \frac{\operatorname{tg}[\lambda_{\Pi} * \lambda_{-\Pi} / \lambda_3 (\lambda_0 + \lambda_{-\Pi})]}{\operatorname{tg}[\pi * \lambda_{-\Pi} / (\lambda_{\Pi} + \lambda_{-\Pi})]} = 0,5.$$

2. По графику (рис. 1 [3]) определяем степень золотаревской дроби. Для нашего случая эта степень равна трем ($m = 1$).

3. При заданных m и k определяем последовательно параметры золотаревской дроби:

$$|T_{11}|^2 = 1 - (10^{b_{\Pi}/10} - 1) \left[y_0 \frac{p(p^2 + \Omega_1^2)}{1 + p^2 \Omega_1} \right]^2,$$

где T_{11} – функция рабочего затухания, Ω_1 и $1/\Omega_1$ – положение экстремальных точек золотаревской функции.

Числитель функции рабочего затухания может быть представлен в виде: $N_2^2 - p^2 M_2^2 = (N_1 + pM_1)(N_2 - pM_2)(N_1 - pM_1)(N_2 + pM_2)$. Функция рабочего затухания удовлетворяет условиям физической реализуемости и потому может быть осуществлена симметричной мостовой скрещенной схемой (рис. 2) с импедансами плечей Z_a и Z_b , также удовлетворяющими условиям физической реализуемости. Поскольку проектируемая система, кроме того, реактивна, то нормированные Z_a и Z_b имеют вид $Z_a = pN_2/M_2$; $Z_b = M_1/pN_1$. Скрещенная схема реализуется на СВЧ двойным T -мостом, причем роль Z_a играет импеданс плеча E , а Z_b – плеча H . Задача состоит в том, чтобы по заданной функции рабочего затухания найти Z_a и Z_b скрещенной схемы, истолковать их как импедансы плеч E и H , а затем выбрать конструкции этих плеч, обеспечивающих требуемую частотную зависимость.

4. После определения параметров золотаревской дроби отыскиваем корни полинома $M + pN = (M_1 + pN_1)(M_2 - pN_2)$, где слева в полином $M_1 + pN_1$ входят все устойчивые, а в полином $-M_2 - pN_2$ неустойчивые корни. Оба плеча реализуются по одиночной схеме, и характеристика фильтра оказывается периодической функцией переменной (для общего случая такая периодичность показана на рис. 3).

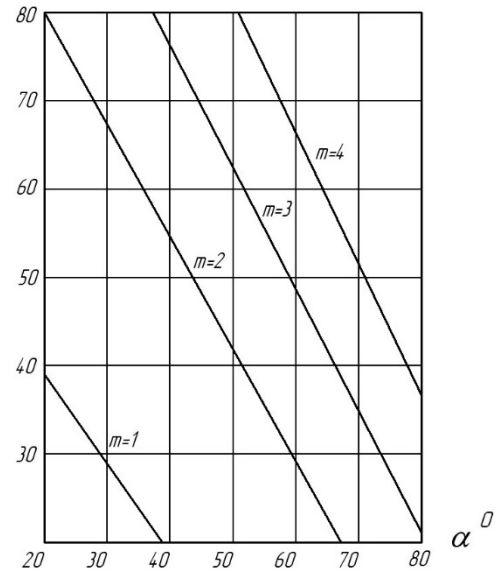


Рис. 1. Зависимость между « b_3 » и крутизной среза « k » фильтра Золотарева для различного числа звеньев $M = 2m + 1$ при $b_{\Pi} = 0,25$ дБ)

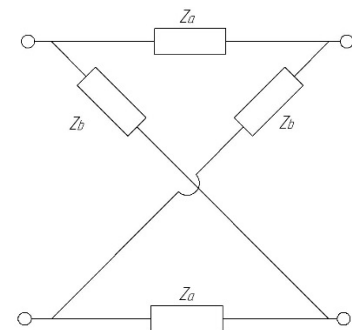


Рис. 2. Скрещенная схема

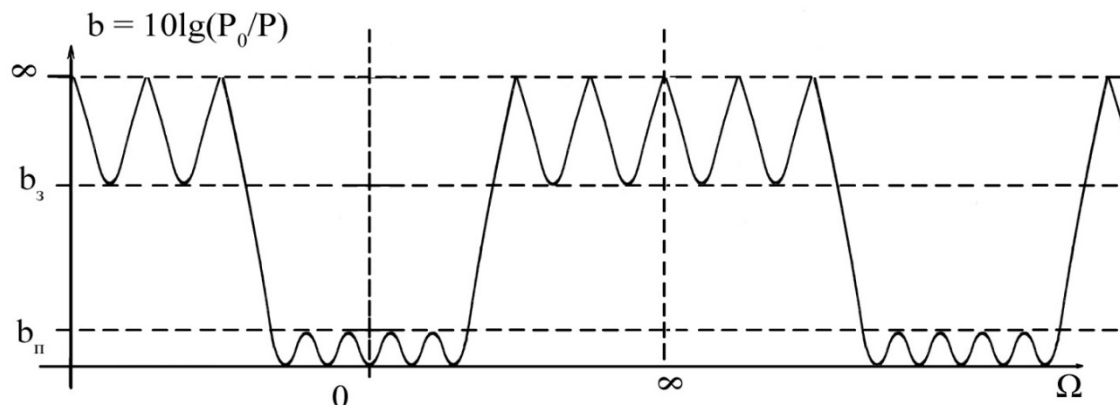


Рис. 3. Характеристика затухания золотарёвского фильтра СВЧ

Аналогично легко убедиться, что плечо E состоит из разомкнутого на конце отрезка регулярного волновода. Разомкнутый конец волновода заменяется короткозамкнутым, отнесенным на $\lambda/4$. Чтобы двойной тройник стал эквивалентным скрещенной схеме, он должен быть согласован. Необходимое согласование достигалось экспериментально некоторым смещением короткозамкнутых поршней. Опыт показал, что такое согласование является достаточным и обеспечивает вполне удовлетворительное совпадение расчетных и опытных данных. Общий вид фильтра представлен на рис. 4. Сравнение теоретических и экспериментальных данных дано на рис. 6 и 7.

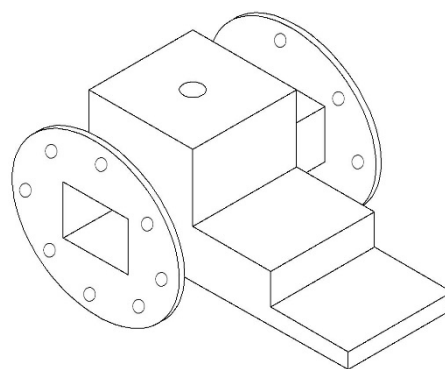


Рис. 4. Общий вид широкополосного СВЧ фильтра Золотарева

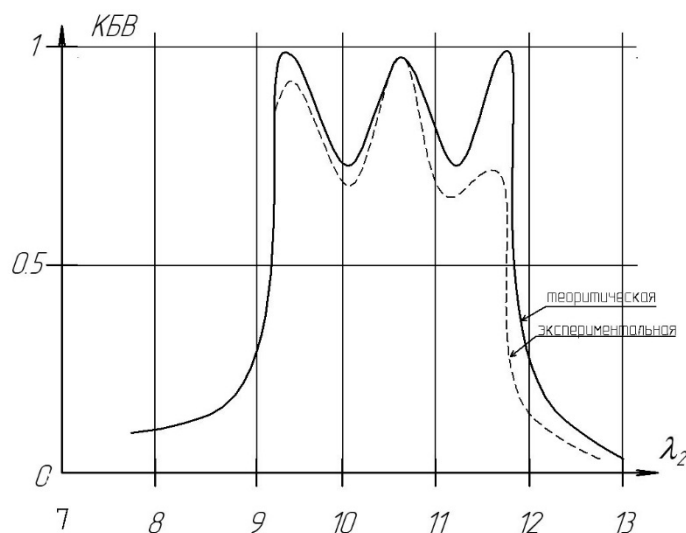


Рис. 5. Частотная зависимость КБВ трёхзвенного фильтра

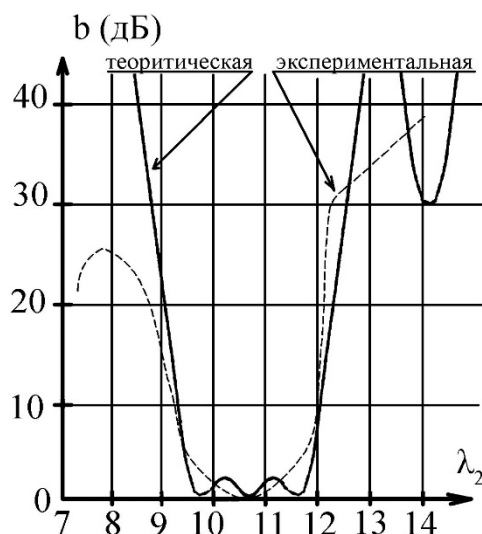


Рис. 6. Частотная зависимость рабочего затухания фильтра

В разобранным примере E -плечо получилось с нечетным числом звеньев и расширяющимся по мере удаления от основного тракта. Плечо H , наоборот, имеет четное число звеньев и сужается (рис. 7). Поскольку расширяющийся шлейф реализовать труднее, в данном случае удобно, что число звеньев невелико. Однако, произведя замену $p = jt\text{tg}\theta/S$ можно найти конструкцию, у которой сужение чередуется с расширением (рис. 8) и сечения шлейфов остаются приемлемыми даже в сравнительно узкой полосе.

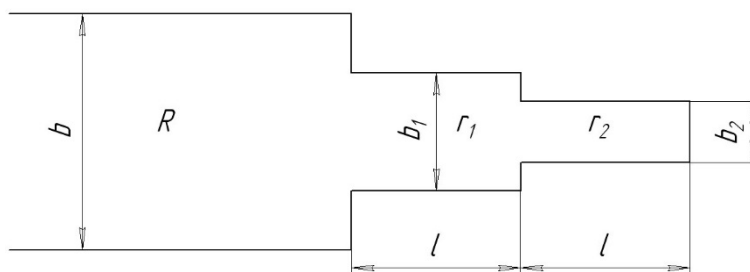


Рис. 7. Схема волновых сопротивлений плеча «H» при синтезе по переменной $j\tan^{-1}\theta$

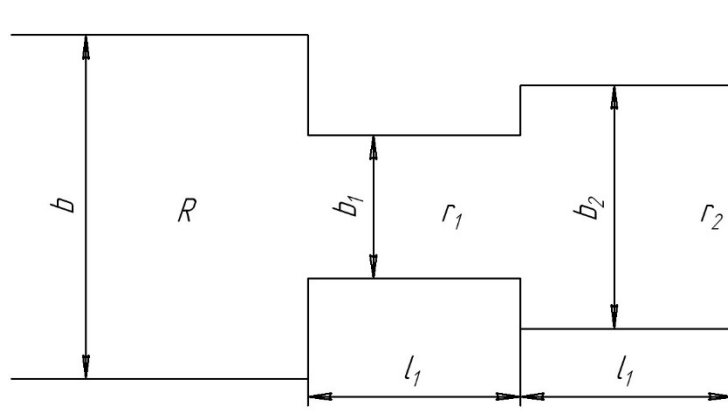


Рис. 8. Схема волновых сопротивлений плеча «H» при синтезе по переменной $j\tan\Omega$

Этот результат вполне согласуется с выводами, согласно которым волновое сопротивление ступенчатого полиномиального фильтра возрастает монотонно, если синтез ведется по переменной $\cos\theta$, и осциллирует, если взята переменная $\sin\theta$. Если высота волновода в ступенчатом шлейфе становится такой, что возможно образование волн типа H_{01} , то для их подавления ставятся металлические перегородки, параллельные широкой стенке.

В технике СВЧ, так же, как и для более низких частот, применяются фильтры с золотаревской характеристикой. Они удовлетворяют заданным допускам при меньшем числе звеньев, но с более высокими добротностями звеньев, чем у фильтров других типов. Поэтому применение золотаревских фильтров целесообразно лишь в тех случаях, когда добротности звеньев не ограничены требованиями по какому-либо другому параметру, например, по уровню активных потерь или электрической прочности.

В ходе синтеза фильтра решена задача расчёта двухполюсника по заданному импедансу. Показана возможность синтеза широкополосных фильтров по переменным $-jctg\theta$ и $jtg\theta$.

Список используемых источников

1. Jia-Sheng Hong, Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/Microwave applications. N. Y. : John Wiley & sons. Inc., 2001. 482 p.
2. Кубалова А. Р., Томашевич С. В. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров. СПб. : Изд-во СПбГУТ, 2013. 368 с.
3. Gruner R. W., Williams A. E. A low-loss multiplexers for satellite earth terminals // Comsat Technical Review. 1975. Vol. 5. No. 1. PP. 157–158.

УДК 536-33
ГРНТИ 29.19.03

ТЕРМОСТАБИЛЬНОСТЬ КАТАЛИТИЧЕСКОГО ПОКРЫТИЯ V-PD МЕМБРАН В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ ВОДОРОДОПРОНИЦАЕМЫХ МЕМБРАН

С. Р. Кузенов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Использование мембран на основе сплавов ванадия позволит расширить рынок мембранных технологий для получения особо чистого водорода, поскольку ванадиевые мембраны более чем на порядок производительнее палладиевых мембран и имеют суще-

ственно меньшую стоимость. Однако эксплуатация ванадиевых мембран имеет ограничения по температуре, обусловленные с одной стороны высокой растворимостью водорода, с другой термической деградацией каталитического покрытия.

ванадиевые мембраны, термическая деградация каталитических покрытий, интердиффузия Pd-V.

Ванадий имеет самую высокую скорость транскристаллического переноса водорода среди металлов, на порядки выше, чем в палладии, поэтому этот металл наиболее интересен с точки зрения создания мембран для получения сверхчистого H_2 [1, 2]. Для использования этой рекордной скорости мембраны из ОЦК-сплавов ванадия обычно покрывают с обеих сторон каталитическим покрытием из Pd. Стационарный поток водорода, проходящий через такую 3-хслойную металлическую мембрану является многостадийным процессом, и каждая стадия вносит свой вклад в ограничение потока, кроме того, одна стадия может полностью определять поток H_2 через мембрану. Если поток через мембрану определяется стадией диффузии водорода в материале мембраны, то плотность проникающего потока j приближено равна [3–5]:

$$j \approx 0,5(\sqrt{P_{in}} - \sqrt{P_{out}}) \cdot \left[\frac{2L_{Pd}}{K_{Pd}(T) \cdot D_{Pd}(T)} + \frac{L_{V-кМе}}{K_{V-кМе}(к, T) \cdot D_{V-кМе}(к, T)} \right]^{-1}, \quad (1)$$

где L_{Pd} – толщина слоя палладиевого покрытия (на входной и выходной сторонах толщины покрытия одинаковы), K_{Pd} и D_{Pd} – константы растворимости водорода и коэффициенты диффузии для слоя палладия, $K_{V-кМе}$ и $D_{V-кМе}(к, T)$ константы растворимости водорода и коэффициенты диффузии для слоя ОЦК-сплава ванадия толщиной $L_{V-кМе}$. Подобная зависимость наблюдается при исследовании потока при давлениях водорода $> 0,1$ МПа через металлические мембраны толщиной более 0,1 мм, имеющие растворимость водорода ниже, чем растворимость водорода в металлах 5 группы, и как правило, при температуре $T \geq 400^\circ\text{C}$. Если же величину поток H_2 определяют ассоциативно-диссоциативные процессы на поверхности каталитического покрытия плотность проникающего потока может быть выражена в виде:

$$j \approx 0,5 \cdot \alpha(T) \cdot Z_{H_2} \cdot (P_{in} - P_{out}), \quad (2)$$

где α – вероятность (коэффициент) диссоциативного прилипания молекулы H_2 к входной поверхности мембраны с последующим растворением в кристаллической решетке металла. Вероятность диссоциативного прилипания молекулы H_2 является термически активированным процессом, имеющим сильную зависимость от T в случае пассивации палладия углеродными пленками [5]:

$$\alpha(T) = 0,6 \cdot \exp\left(\frac{-50200 \text{ Дж/моль}}{RT}\right). \quad (3)$$

В ряде работ [6–8] было установлено, что при эксплуатации мембран из ванадия или его ОЦК- сплавов замещения, которые покрыты с обеих сторон каталитическим покрытием из палладия, при температуре $T > 400^\circ\text{C}$ наблюдается снижение проникающего потока водорода через мембрану во времени. В работе [9] снижение пропускной способности объясняют термическим разрушением морфологии палладиевого покрытия, ведущее к обнажению материала подложки. Другой причиной снижения потока через ванадиевые мембраны называют образование интерметаллида между слоями палладиевого покрытия и ванадием – основным материалом мембраны [8] из-за интердиффузии двух металлов, протекающей по вакансионному механизму. В настоящей работе будут кратко рассмотрены результаты, посвященные исследованию термостабильности каталитического покрытия мембран из ОЦК-сплавов ванадия.

Экспериментальная часть

Эксперимент по изучению термической деградации защитно-каталитического покрытия мембран проводился на трубчатых мембранных образцах, подробное описание которых, а также процедура проведения эксперимента по исследованию транспорта водорода через трубчатые мембраны изложены в работах [6, 10]. Палладиевое покрытие химически осаждалось на предварительно обработанную поверхность основного материала мембраны [10] и имело толщину 1,5 мкм. На рис. 1 (см. ниже) представлено распределение палладия по толщине образца на 2,5 мкм, полученное с помощью Оже-анализа, на рис. 2 (см. ниже) полученное с помощью электронной микроскопии изображение химически осажденного палладиевого покрытия, оба рисунка отображают состояние поверхности до проведения эксперимента.

Эксперимент по термостабильности каталитического покрытия проводился при температуре 400°C с мембраной, основным материалом которой являлся ОЦК бинарный сплав замещения V-9.0ат.%Pd толщиной 130 мкм, покрытый с обеих сторон каталитическим покрытием из Pd одинаковой толщины (1,5 мкм). Температура 400°C была выбрана из ограничений, которые накладываются при эксплуатации ванадиевых мембран в водородной среде. При температуре ниже 400°C и давлении водорода на входной стороне мембраны 0,1 МПа концентрация растворенного водорода в ванадии превышает предел, при котором происходит переход ванадия из пластичного в хрупкое состояние, приводящее к водородному охрупчиванию материала мембраны [11].

По причине высокой растворимости водорода в чистом ванадии в нашем эксперименте была использована мембрана из ОЦК-сплава ванадия V-9.0ат.%Pd, который имеет меньшую растворимость водорода [5]. С другой стороны, при температуре $T > 400^\circ\text{C}$ наблюдается скорость деградации

каталитического покрытия заметно возрастает, что ведет к падению проникающего потока через мембрану за недопустимо малое время, с точки зрения практического использования таких мембран [6]. Таким образом, температура 400°C была выбрана как наиболее оптимальная с точки зрения изучения скорости деградации каталитического покрытия в течении длительного времени, сопоставимого со временем эксплуатации мембран из ОЦК-сплавов ванадия в практических условиях (≈ 10000 часов).

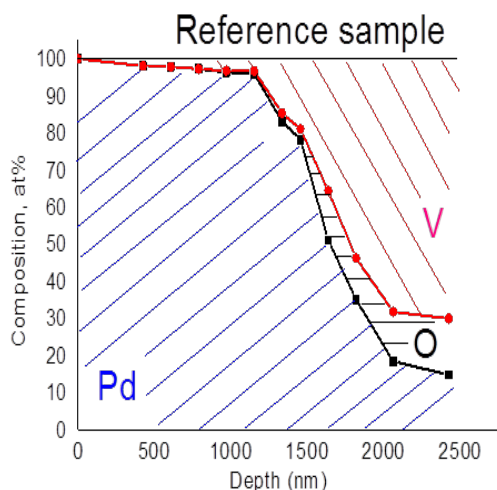


Рис. 1. Распределение палладия по толщине образца 2,5 мкм, полученное с помощью Оже-анализа

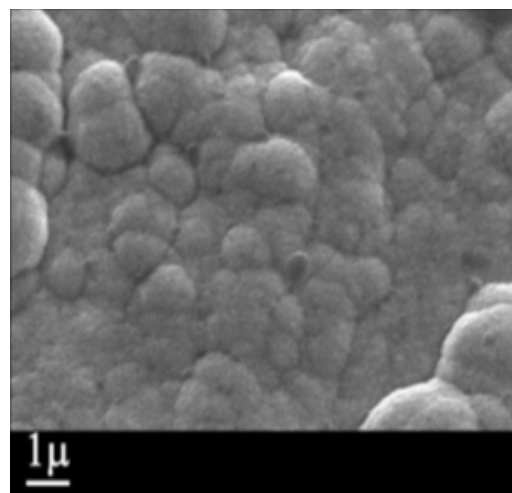


Рис. 2. Изображение нанесенного химическим осаждением каталитического палладиевого покрытия, полученного с помощью электронного микроскопа

Результаты эксперимента

На рис. 3 представлены зависимости плотности проникающего потока водорода через мембрану V-9.0at.%Pd от времени выдержки t , т. е. $j(t)$ при $T = 400^{\circ}\text{C}$ в двойном логарифмическом масштабе. Синими точками указаны значения плотности прокающего потока во времени, подпись под значениями – условия проведения эксперимента (давление водорода на входе и на выходе мембраны), значения плотности проникающего потока фиксировались каждые 10–20 часов в течении времени выдержки мембраны (2200 часов) при $T = 400^{\circ}\text{C}$. Обращает на себя внимание поведение $j(t)$, до времени выдержки ≈ 1000 часов наблюдается одна скорость снижения j и значение потока падает почти в 1.5 раза, после 1000 часов скорость снижения заметно увеличивается и к моменту выдержки 2000 часов поток падает более чем на порядок по сравнению со своим первоначальным значением. Таким образом, даже температура $T = 400^{\circ}\text{C}$ не позволяет в течении нескольких тысяч часов эксплуатировать мембраны из ОЦК-ванадиевых сплавов, покрытых каталитическим покрытием из Pd для получения сверхчистого водорода.

Наглядным является 5-тикратное снижение концентрации палладия на поверхности каталитического покрытия и присутствие не поверхности основного материала мембраны. Оксид на поверхности образовался, вероятно, из-за окисления ОЦК-сплава V-9.0ат.%Pd. На рис. 6 очевидно явное изменение морфологии палладиевого покрытия, по сравнению с рис. 2 и образование пор. Для определения доминирующей причины термической деградации палладиевого покрытия (интердиффузия или разрушение морфологии покрытия) следует обратить внимание на характер изотерм $j(\sqrt{P_{\text{вх}}} - \sqrt{P_{\text{вых}}})$.

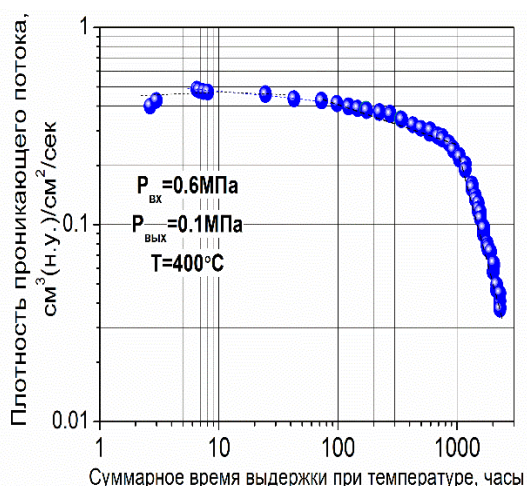


Рис. 3. Изменение плотности проникающего потока H_2 через Pd-(V-9.0ат.%Pd)-Pd мембрану при выдержке мембраны при $T = 400^\circ\text{C}$ (температура термостата с мембраной)

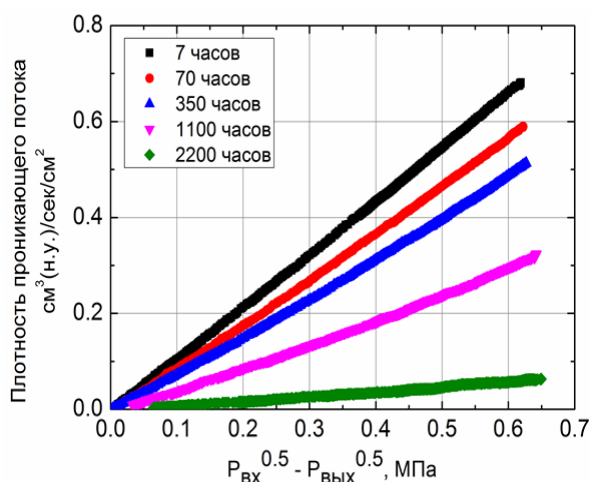


Рис. 4. Плотность проникающего потока H_2 через Pd-(V-9.0ат.%Pd)-Pd мембрану в зависимости от разности корней давления на входной и выходной стороне мембраны. Представлены значения для 7, 70, 350, 1100 и 2200 часов эксперимента

Если в координатах на рис. 4 j имеет вид прямой, то ее можно аппроксимировать (1) и такой тип изотерм наблюдается, когда поток лимитируется диффузией водорода в материале мембраны.

Вторым доказательством лимитирования диффузией является выполнение неравенства:

$$j \ll j_s, \quad (4)$$

поток лимитируется диффузией водорода через материал мембраны, т. е. образовавшийся интерметаллид лимитирует поток и является основной причиной снижения потока. В противном случае, изотерма j не аппроксимируется (4), а будет аппроксимироваться (6) и неравенство (7) будет несправедливым. На рис. 5 представлено распределение палладия, полученное с помощью Оже-анализа, на рис. 6 изображение электронной микроскопии покрытия после 2300 часов выдержки при $T = 400^\circ\text{C}$.

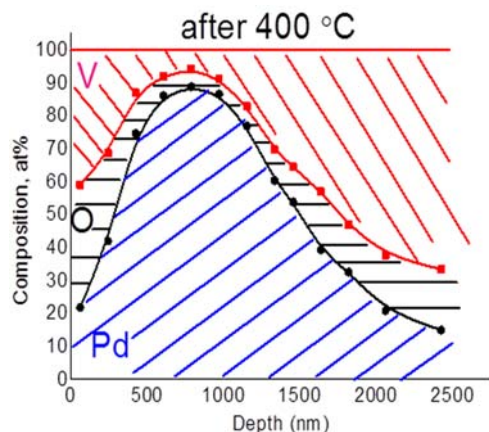


Рис. 5. Распределение палладия по толщине образца 2,5 мкм, полученное с помощью Оже-анализа после 2300 часов эксперимента

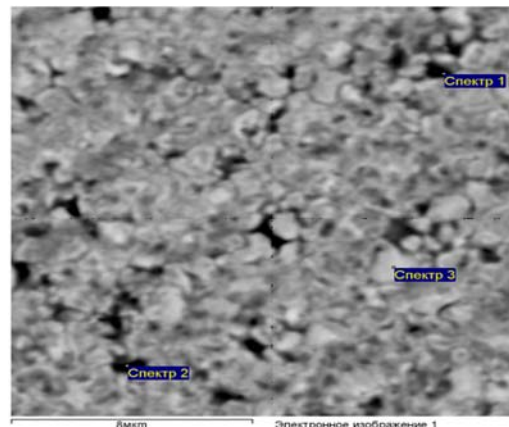


Рис. 6. Изображение нанесенного химическим осаждением каталитического палладиевого покрытия после 2300 часов эксперимента

Из представленных значений на рис. 5 и данным фазовой диаграммы системы Pd-V можно заключить, что на расстоянии 100–500 нм, а также на расстоянии 1500–1800 нм возможно образование новых фаз Pd₃V, Pd₂V PdV₃, которые могут быть ответственными за резкое снижение потока H₂ через мембрану. Другим косвенным подтверждением влияние интерметаллида, а не изменением морфологии покрытия является вид изотерм на рис. 4, которые удовлетворительно аппроксимируются (1). В таблице 1. представлены рассчитанные с помощью (2) и (3) значения j_s и экспериментально найденные j в начале и конце эксперимента, причем в конце эксперимента j_s было рассчитано при условии сокращения площади палладиевого покрытия, как это показано на рис. 5. В обоих случаях выполняется неравенство (4) и это служит подтверждением об большей роли влияния стадии переноса водорода через интерметаллид по сравнению с ролью диссоциативно-ассоциативных процессов на поверхности каталитического покрытия.

ТАБЛИЦА 1. Значения j_s и экспериментально найденные j в начале и конце эксперимента

Время, ч	$j, \frac{\text{моль H}_2}{\text{м}^2 \cdot \text{с}}$	$j_s, \frac{\text{моль H}_2}{\text{м}^2 \cdot \text{с}}$
7	0,46	4,30
2200	0,04	0,86

Список используемых источников

1. Dolan M. D. Non-Pd BCC alloy membranes for industrial hydrogen separation // J. Membr. Sci. 362 (2010) 12–28.
2. Fromm E., Gebhardt E. (Eds.). Gase und Kohlenstoff in Metallen, Springer, Berlin. 1976, 74 p. Meuffels P. // KFA-Julich Report. 1986. № 2081.
3. Alimov V. N., Hatano Y., Busnyuk A. O., Livshits D. A., Notkin M. E., Livshits A. I. Hydrogen permeation through the Pd–Nb–Pd composite membrane: surface effects and thermal degradation // Int. J. Hydrog. Energy. 2011. No. 36. PP. 7737–7746.

4. Livshits A. I., Notkin M. E., Pustovoit Yu. M., Samartsev A. A. Superpermeability of solid membranes and gas evacuation, Part II, Permeation of hydrogen through a palladium membrane under different gas and membrane boundary conditions // Vacuum.1979. No. 29. PP. 113–124.

5. Alimov V. N., Busnyuk A. O., Notkin M. E., Peredistov E. Yu., Livshits A. I., Substitutional V-Pd alloys for the membranes permeable to hydrogen: Hydrogen solubility at 150–400°C // Int. J. Hydrogen Energy. 2014. No. 39. PP. 19682–19690.

6. Alimov V. N., Bobylev I. V., Busnyuk A. O., Kolgatin S. N., Kuzenov S. R., Peredistov E. Yu., Livshits A. I. Extraction of Ultrapure Hydrogen with V-Alloy Membranes: From Laboratory Studies to Practical Applications // Int. J. Hydrogen Energy. 2018. No. 29. PP. 13318–13327.

7. David J. Edlund, Jack McCarthy, The relationship between intermetallic diffusion and flux decline in composite-metal membranes // Journal of Membrane Science.1995. PP. 147–153.

8. Huang, F., Li, X., Shan, X., Guo, J., Gallucci, F., van Sint Annaland, M., & Liu, D., Hydrogen transport through the V-Cr-Al alloys: hydrogen solution, permeation and thermal-stability//Separation and Purification Technology. 2020. PP. 240.

9. Буснюк А. О., Ноткин М. Е., Григориади И. П., Алимов В. Н., Лившиц А. И., Термическая деградация палладиевого покрытия водородопроницаемых мембран из нитрида // ЖТФ. 2010. № 80. С. 117–124.

10. Alimov V. N., Bobylev I.V., Busnyuk A.O., Notkin M.E., Peredistov E. Yu., Livshits A. I. Hydrogen transport through the tubular membranes of V-Pd alloys: Permeation, diffusion, surface processes and WGS mixture test of membrane assembly // Journal of Membrane Science. 2018. PP. 428–437.

11. Yukawa H., Nambu T., Matsumoto Y. V-W alloy membranes for hydrogen purification // J. Alloys Compd. 2011. No. 509. PP. 881–884.

Статья представлена научным руководителем, профессором кафедры физики СПбГУТ, доктором физико-математических наук, профессором А. И. Лившицем.

УДК 621.763
ГРНТИ 29.19.22

ПРИМЕНЕНИЕ ГИДРОКСИАПАТИТА И ПОКРЫТИЙ НА ЕГО ОСНОВЕ В УСТРОЙСТВАХ ЭЛЕКТРОНИКИ

Е. В. Мараева

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Традиционно гидроксипатит является материалом, применяемым в регенеративной медицине и тканевой инженерии. Однако, в последнее время намечаются тенденции его применения в других областях: так, например, антикоррозионные покрытия на его основе имеют решающее значение для практического применения магневых

сплавов, которые используются для уменьшения массы транспортных средств, самолетов, корпусов электроники. В работе представлен краткий обзор перспектив применения гидроксиапатита в устройствах электроники и радиоэлектроники в настоящее время.

гидроксиапатит, устройства электроники.

Согласно [1], в настоящее время передовые технические приложения требуют разработки нового класса поверхностных покрытий, которые защищают компоненты поверхности, а также отвечают противоречивым требованиям в отношении необходимых свойств для улучшения характеристик поверхности многих деталей в биомедицинской, аэрокосмической, электронной, автомобильной, морской, нефтяной электронике. В последние годы функционально-градиентные покрытия широко используются для защиты поверхностей за счет достижения определенных характеристик, меняющихся от одного участка к другому, чтобы они подходили для различных условий эксплуатации. Нанесение функциональных покрытий с градиентным поведением и высокой точностью на поверхность материала подложки является универсальным и успешным подходом для улучшения характеристик материала подложки, в первую очередь, для увеличения его срока службы.

Для получения гидроксиапатит-содержащих покрытий широко используются методы аддитивной технологии. Согласно [2], керамика и композиты с металлической матрицей, армированной керамикой (КММК), демонстрируют высокую износостойкость, превосходную химическую инертность и исключительные свойства при повышенных температурах. Эти характеристики подходят для их использования в биомедицинской, аэрокосмической, электронной и других высокотехнологичных отраслях машиностроения. Вышеупомянутые характеристики затрудняют их изготовление традиционными методами производства, что требует больших затрат и потребления энергии. Чтобы преодолеть эти проблемы, были разработаны и широко используются методы лазерного аддитивного производства с мощными лазерными лучами для обработки керамики и покрытий на основе КММК, армированных керамикой. По сравнению с другими процессами лазерного аддитивного производства, лазерное осаждение плавлением обеспечивает высокую эффективность покрытия и более низкую стоимость рабочей силы. Тем не менее, в некоторых покрытиях, полученных лазерным осаждением плавлением, все еще встречаются такие трудности, как плохое сцепление между покрытием и подложкой, растрескивание и снижение ударной вязкости.

Гидроксиапатит (ГАП) – чрезвычайно популярный биоматериал в медицинской промышленности, он известен своим широким применением в ортопедии и стоматологии благодаря своей биологической активности

и остеокондуктивности [3–5]. Помимо химического сходства с неорганическим содержимым кости, ГАП проявляет пьезоэлектрические и пироэлектрические свойства, которые помогают реагировать на механическое напряжение, подобно костям, что помогает ускорить процесс заживления больших дефектов в сломанных костях. В недавнем прошлом был дан значительный импульс систематическому исследованию электрических свойств для рассмотрения возможности их применения в биоэлектронных устройствах. При рассмотрении электрических свойств существенный акцент был сделан на биологическом значении таких свойств, которое является центром таких исследований. Также была предпринята попытка рассмотреть критические вопросы, такие как добавление подходящих композитов к ГАП для оптимизации реакции на различные внешние раздражители. Такие области являются горячими точками дальнейших исследований для всестороннего понимания лежащих в основе физических явлений. Ожидается, что понимание электрических свойств сыграет решающую роль в разработке биосовместимой электроники на основе ГАП-биосенсоров и МЕМС.

В последние годы ГАП широко используется в биосенсорах и электрохимических датчиках [6, 7]. Отдельно следует выделить его применение в системах очистки воды [8, 9].

Работа [10] демонстрирует применение гидроксиапатита в конденсаторах. Высокопроизводительные гибкие диэлектрические конденсаторы имеют решающее значение в современной электронике и системах электропитания. Тем не менее, плотность энергии разряда диэлектрических конденсаторов ограничена их слабой пробойной прочностью и низкой диэлектрической проницаемостью. В этой работе были синтезированы и применены в нанокompозитах на основе поливинилиденфторида-согексафторпропена одномерные гидроксиапатитные нанопроволоки с промежуточной диэлектрической проницаемостью для хранения энергии. Чтобы уменьшить искажение электрического поля и подавить миграцию свободного заряда в нанокompозитах, Al_2O_3 был изолирован в качестве межфазного слоя, включенного между одномерными гидроксиапатитными нанопроволоками и полимерными матрицами. Соответственно, полученные композитные пленки демонстрируют превосходную плотность энергии разряда (примерно $27,6 \text{ Дж/см}^3$), сопровождаемую высокой эффективностью зарядки/разрядки (примерно $72,9 \%$ при $650 \text{ МВ} \cdot \text{м}^{-1}$), что составляет 190% по сравнению с чистым поливинилиденфторид-согексафторпропеном. Это исследование предлагает дизайн композитных пленок на полимерной основе с высокими значениями плотности энергии разряда и эффективности зарядки/разрядки для применения в диэлектрических конденсаторах.

Таким образом, помимо традиционного использования в медицине, следует особенно выделить тенденции применения ГАП в таких областях,

как адсорбция ионов тяжелых металлов, электрохимические датчики, биосенсоры, конденсаторные устройства, антикоррозийные покрытия.

Список используемых источников

1. Fathi R., Wei H., Saleh B., Radhika N., Jiang J., Ma A., Ahmed M., Li Q., Ostrikov K. K. Past and present of functionally graded coatings: Advancements and future challenges // *Applied Materials Today*. 2022. V. 26. P. 101373.
2. Mahmood M. A., Bănică A., Ristoscu C., Becherescu N., Mihăilescu I. N. Laser Coatings via State-of-the-Art Additive Manufacturing : A Review // *Coatings*. V. 2021. № 11. P. 296.
3. Das A., Pamu D. A comprehensive review on electrical properties of hydroxyapatite based ceramic composites // *Materials Science and Engineering: C*. 2019. V. 101. P. 539–563.
4. Мараева Е. В., Пермяков Н. В., Старцева А. В. Анализ современного состояния вопроса получения и применения материалов на основе гидроксипатита кальция // *Наночастицы, наносистемы и их применение. Формирование наносистем для сенсорики и медицины*. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2021. С. 52–78.
5. Maraeva E., Khalugarova K. Size analysis based on sorption study data for hydroxyapatite nanoparticles // *Materials science forum*. 2021. V. 1031. PP. 172–177.
6. Hartati Y. W., Irkham I., Zulqaidah S., Syafira R. S., Kurnia I., Noviyanti A. R., Topkaya S. N. Recent advances in hydroxyapatite-based electrochemical biosensors: Applications and future perspectives // *Sensing and Bio-Sensing Research*. 2022. P. 100542.
7. Anitta S., Sekar C. HAP-TiO₂ nanocomposites based electrochemical sensor for selective and simultaneous detection of para-aminohippuric acid and uric acid // *Microchemical Journal*. 2022. V. 181. P. 107704.
8. Magni, M., Sironi, D., Ferri, M., Trasatti, S., Campisi, S., Gervasini, A., Papacchini, M., Cristiani, P. High Content Hydroxyapatite Carbon Composites for the Electrochemical Detection of Heavy Metal Cations in Water // *ChemElectroChem*. 2023. P. e202201017.
9. Wang H., Jiang W., Nie P., Hu B., Hu Y., Huang M., Liu J. Selective fluoride removal on LaHAP/3D-rGO composite electrode by capacitive deionization // *Electrochimica Acta*. 2022. V. 429. P. 141029.
10. Cheng Y., Pan Z., Chen H., Ding X., Li Z., Fan X., Liu J., Li P., Yu J., Zhai J. Novel inorganic fillers of 1D hydroxyapatite nanowires induced superior energy storage performances of P (VDF–HFP)-based composite films // *Journal of Materials Chemistry A*. 2022. V. 10. No. 40. PP. 21650–21658.

УДК 621.385.69
ГРНТИ 47.45.99

УСТРОЙСТВО КОММУТАЦИИ ДЛЯ ПЕЛЕНГА СВЧ ДИАПАЗОНА

А. В. Могилатов, Э. Ю. Седышев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В статье рассмотрены основные проблемы синтеза коммутационных устройств. Предложены варианты коммутаторов для пеленгующего устройства СВЧ диапазона и созданы их макеты. Приводится сравнительный анализ, основанный на проведенном опыте, макетов предложенных коммутаторов.

коммутатор, переключатель, pin-диод, туннельный диод, пеленг.

Области применения СВЧ коммутаторов обширны. Твердотельные переключатели широко используются и в системах гражданского назначения, и в специальных системах для оборонной, авиационной и космической техники. Наиболее характерными примерами систем гражданского назначения являются беспроводные системы мобильной связи и локальные сети с коммутируемыми многолучевыми антеннами миллиметрового диапазона. Вторым по объему после систем связи является рынок радиолокаторов предупреждения столкновения автомобилей, в которых широко используются твердотельные СВЧ переключатели. Базовые станции, навигационные приборы, приборы для предупреждения столкновений самолетов, метеорологические радиолокаторы, – относятся к системам специального назначения, в которых также применяются твердотельные СВЧ переключатели [1].

Простейшим устройством управления амплитудой СВЧ-колебаний является выключатель СВЧ, имеющий два режима работы: режим пропуска, в котором мощность СВЧ беспрепятственно проходит от входа к выходу, и режим запирания, в котором мощность СВЧ не проходит на выход из-за поглощения в выключателе или отражения от него.

Основу полупроводниковых выключателей составляют полупроводниковые СВЧ диоды различной структуры, в частности $p-i-n$, широкая нелегированная i -область которого делает такой диод плохим выпрямителем, но при этом позволяет использовать его в быстрых переключателях. При нулевом или отрицательном управляющем напряжении диод обладает большим сопротивлением, так как i -область с электропроводностью собственного типа обладает малой концентрацией носителей заряда в ней. При

прямом смещении электроны и дырки инжектируются в центральную область диода, что в свою очередь повышает её проводимость.

Одними из основных параметров выключателей являются: ослабление в режиме пропускания и ослабление в режиме запирания, рабочая полоса частот, в пределах которой обеспечивается необходимая развязка, а также время переключения.

Управление предложенным ранее вариантом пеленга СВЧ диапазона в объемном интегральном исполнении осуществляется поочередной подачей импульсов на коммутационные диоды для открытия каналов пеленга, каждый из которых подключен к соответствующей антенне [2].

Задача поочередной подачи импульсов реализована с помощью микроконтроллера. При проектировании устройства управления, необходимо учитывать время переключения диода, которое в основном зависит от ширины базы, так как определяется процессами заполнения и рассасывания заряда в этой области. На рис. 1 можно видеть смещение во времени аналогичных состояний двух его выходов.

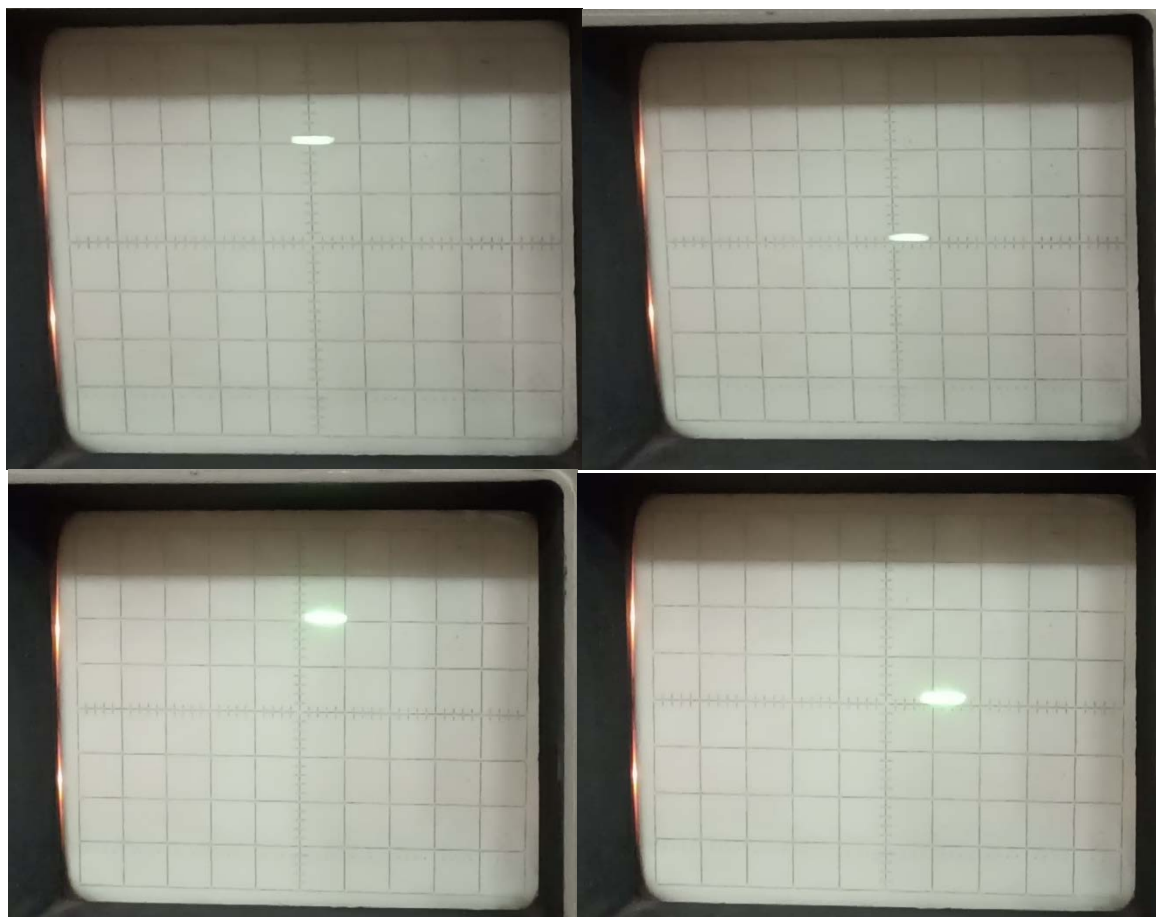


Рис. 1. Управляющие импульсы, полученные с различных выходов микроконтроллера

В ходе работы были созданы макеты двух вариантов коммутационных, идеи которых различаются способом включения диода в схему (рис. 2).

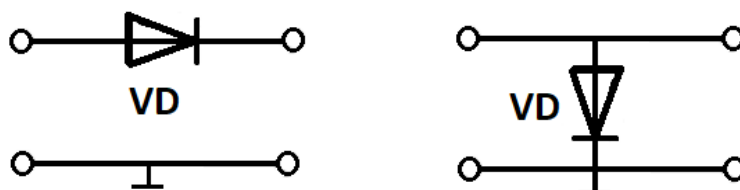


Рис. 2. Последовательный и параллельный способы включения *pin*-диода в передающую линию

На рис. 3 изображен макет варианта коммутационного устройства, в основе которого лежит последовательное включение диода 2A517A – 2.



Рис. 3. Макет переключателя с последовательным включением диода

Из рис. 4 видно обеспечение развязки при подаче управляющего напряжения, которая составляет 8,5 дБ. Достижение необходимой изоляции закрытого канала может осуществляться цепочкой последовательно соединённых коммутируемых диодов [3].

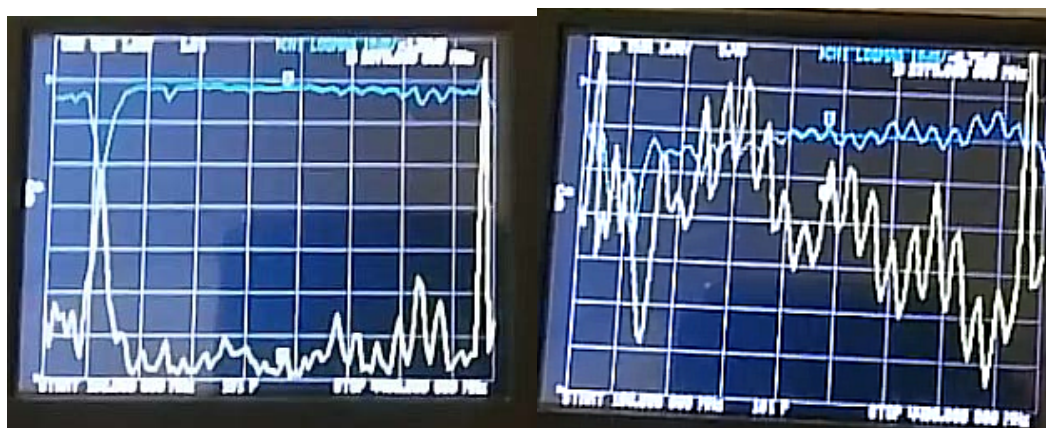


Рис. 4. АЧХ переключателя с последовательным включением диода

Туннельные диоды благодаря своему большому быстродействию и своеобразию ВАХ (рис. 5) так же находят широкое применение при изготовлении СВЧ устройств, в частности и коммутаторов. При синтезе переключателей используется его особенность, заключающаяся в достижении

максимума статического сопротивления диода на конце участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

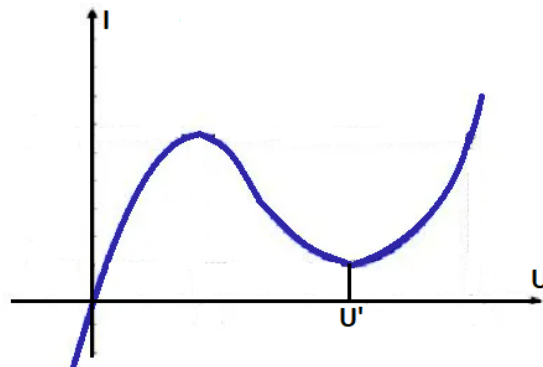


Рис. 5. ВАХ туннельного диода

Так же была реализована вариант выключателя на основе параллельного включения туннельного диода 3И306Н, который, открываясь, шунтирует высокочастотный сигнал. (рис. 6), получив развязку в 1,5 дБ (рис. 7) в рабочей полосе частот.



Рис. 6. Макет переключателя с параллельным включением диода

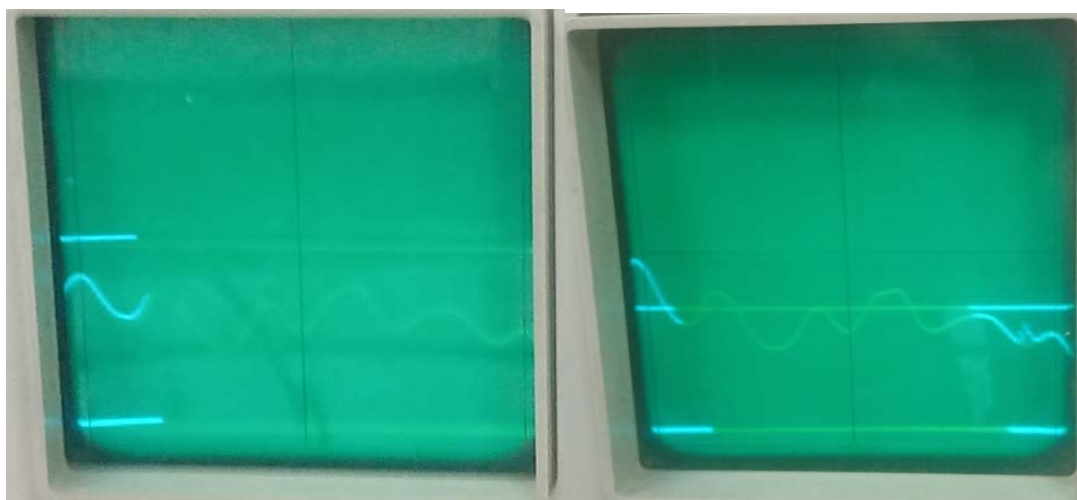


Рис. 7. АЧХ переключателя с параллельным включением диода

В результате работы была реализована система управления пеленгатором СВЧ диапазона на основе двух различных коммутационных устройств с параллельным и последовательным включением диодов, а также определены основные проблемы синтеза коммутационных устройств на основе $p-i-n$ диодов.

Список используемых источников

1. Березняк А. Ф. Синтез и реализация интегральных схем твердотельных переключателей с контролируемым уровнем нелинейных искажений дециметрового и сантиметрового диапазона волн : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Березняк Анатолий Федорович. Санкт-Петербург, 2020. 127 с.

2. Могилатов А. В., Седышев Э. Ю. Пеленг СВЧ в объемном интегральном исполнении // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ2022) : материалы всероссийской научно-технической и научно-методической конференции магистрантов и их руководителей, Санкт-Петербург 6 – 8 дек. 2022 г. СПб. : СПбГУТ, 2023. С. 44–47.

3. Цыпкин Э. Р. Исследование электронных переключателей с произвольным числом диодов в канале // Изв. вузов СССР – Радиоэлектроника, 1975. № 1. С. 22–28.

УДК.621.396.6
ГРНТИ 47.47

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ КОЛЕБАНИЙ, ФОРМИРУЕМЫХ НА ВЫХОДЕ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ

Ю. А. Никитин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассмотрены вариант аналитического описания колебаний на выходе цифрового синтезатора частоты на основе преобразования Гильберта и вариаций Аллана, позволяющее исключить неопределенность при описании реального гармонического колебания и оценить его нестабильность. Рассмотрение не накладывает ограничений на тип синтезатора.

цифровой синтез частот, управляемый генератор, преобразование Гильберта, Вариации Аллана.

Квазигармоническое колебание – это реальное колебание, которое из-за побочных явлений, сопровождающих его получение, отличается от моногармонического некоторым непостоянством мгновенной амплитуды и мгновенной частоты, достаточно малыми в первом приближении.

Поскольку к качеству выходного колебания с части шумовых и дискретных побочных спектральных составляющих (ПСС) предъявляются жесткие требования, их уровень значительно меньше, на (60...120 и более) децибел уровня синтезируемого колебания. Поэтому такое приближение при анализе допустимо.

Квазигармоническое колебание на выходе синтезатора, как и любого другого источника колебаний, может быть записано в виде:

$$U_{\text{ССЧ}}(t) = U(t) \cos[\Phi(t)], \quad (1)$$

где $\Phi(t) = \omega_0 t + \frac{d\Phi(t)}{dt} + \varphi_0 \equiv \omega_0 t + \varepsilon(t) + \varphi_0$ – полная (текущая) фаза синтезируемого колебания, неубывающая функция времени; $\frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt} = f_0(t)$ – мгновенное значение частоты; $U(t) = U_0 [1 + \mu(t)]$ – амплитуда синтезируемого (выходного) колебания синтезатора, неотрицательная функция времени; U_0 – номинальная (требуемая амплитуда колебания; $\mu(t) = U(t)/U_0 \ll 1$ – флуктуации U_0 ; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – номинальное (требуемое) значение синтезируемой частоты; $\varphi_0 = \text{const}$ – начальная фаза синтезируемого колебания ω_0 ;

$\varepsilon(t) \equiv \frac{d\Phi(t)}{dt}$ – флуктуации фазы синтезируемого (выходного) колебания синтезатора.

Квазигармоническое колебание можно аппроксимировать спектральной линией конечной ширины и шумовым пьедесталом в окрестностях спектральной линии [1].

Уровень ПСС квазигармонического колебания – это выраженное в децибелах отношение среднего квадратического значения суммы ПСС, частоты которых лежат в полосе шириной ΔF при отстройке $\pm \Delta f$ от номинального значения частоты f_0 этого колебания, к среднему квадратическому значению этого колебания, которое определяется выражением:

$$D_{\text{псс}}(\Delta F, \Delta f) = 10 \lg \frac{\int_{f_n \pm \Delta f - 0,5\Delta F}^{f_n \pm \Delta f + 0,5\Delta F} S_U(f) df}{U_p^2} \text{ [дБн]},$$

где U_p – среднее квадратическое значение амплитуды колебания; спектральная плотность средней мощности (СПМ):

$$S_U(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \langle \text{Mod}^2 \dot{g}_U(f) \rangle,$$

где T – интервал наблюдения; скобки $\langle \rangle$ означают усреднение по ансамблю;

$$\dot{g}_U(f) = 2 \int_{-T/2}^{T/2} U(t) e^{-j2\pi ft} dt,$$

где $U(t)$ – мгновенное значение колебания на выходе синтезатора, которое рассматривают как случайный процесс.

Основной вклад в уровень ПСС выходного колебания синтезатора при малых отстройках от несущей вносят фазовые флуктуации опорного (задающего) генератора, пересчитанные к выходной частоте $f_{\text{ВЫХ}}$ с коэффициентом пересчета $f_{\text{ВЫХ}}/f_{\text{ОГ}}$; дополнительный вклад вносят собственные шумы операционных узлов синтезатора.

Следует отметить, что флуктуации амплитуды в (1) менее опасны, чем флуктуации фазы, поскольку в цифровых синтезаторах, активных и пассивных, в большинстве трактов происходит жесткое и многократное ограничение амплитуды формируемых колебаний. Поэтому иногда говорят только о временных (фазовых) флуктуациях. Их величину принято оценивать спектральной плотностью мощности (СПМ) фазового шума.

На рис. 1 показано распределение фазовых шумов $\varepsilon(t)$ в спектре выходного колебания прецизионного синтезированного генератора *N5181B* компании *Keysight*. На рис. 2 приведено распределение амплитудных шумов $\mu(t)$ того же генератора [2].

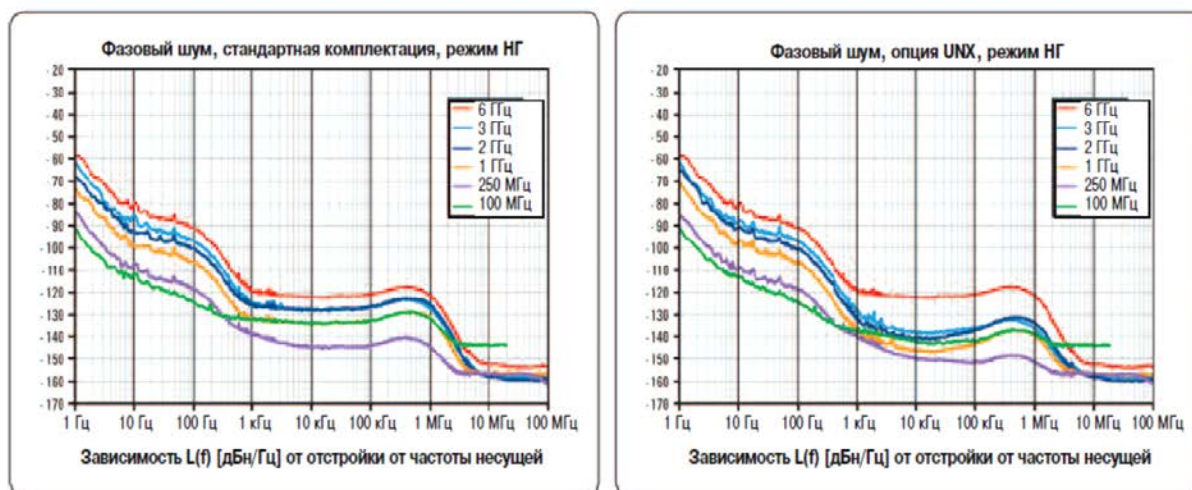


Рис. 1. Распределение фазовых шумов в спектре выходного колебания в зависимости от выходной частоты и отстройки от несущей генератора *N5181B*

Спектральная плотность мощности фазового шума в области малых отстроек от несущего (выходного колебания) в цифровых синтезаторах почти всегда превышает шумы, обязанные своим появлением амплитудным флуктуациям выходного колебания – рис. 2.

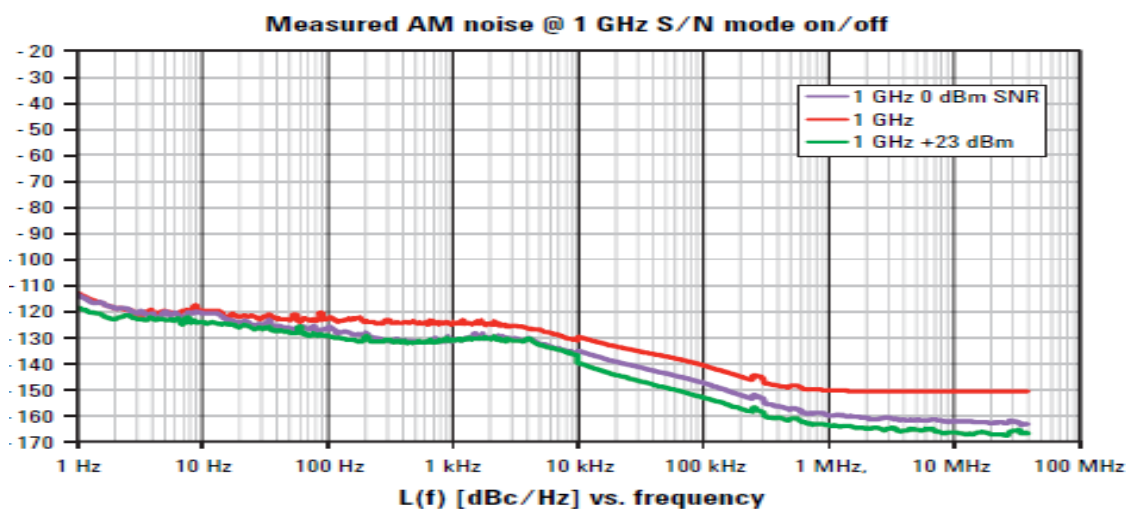


Рис. 2. Распределение амплитудных шумов в спектре выходного колебания в зависимости от отстройки от несущей генератора N5181B

По определению международного Института Радиоинженеров (IEEE) уровень фазовых ПСС (уровень фазового шума) в одной боковой полосе L_φ принято описывать относительным (относительно полной мощности) уровнем спектральной плотности мощности (СПМ) фазового шума $S_\varphi = 2L_\varphi$. СПМ фазового шума определяют на выбранной частоте отстройки (анализа) Δf от несущего колебания f_0 , пересчитывают к полосе анализа 1 Гц и относят к полной мощности колебания [1].

Относительный уровень ПСС (L_φ) обычно соотносят с уровнем выходного (несущего или *carrier*) колебания в логарифмическом масштабе ([дБн] или [дБс]) и представляют в виде графиков ($L_\varphi = S_\varphi - 6$ дБ) дБн/Гц (рис. 1–2).

Стабильность частоты генератора можно охарактеризовать величиной и распределением его фазового шума или СПМ, поскольку кривая распределения фазового шума относительно выходного (синтезируемого) колебания симметрична.

Определение фазового шума генератора эквивалентно определению частотного шума, поскольку нормализованная (относительно номинальной выходной) частота может быть непосредственно выведена из полной или мгновенной фазы, а мгновенная частота $f(t)$ как функция мгновенной фазы $\varphi(t)$ может быть записана в виде:

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi(t).$$

В большинстве методов измеряются флуктуации фазы, т. е. они основаны на спектральном подходе.

Но стабильность частоты выходного колебания синтезатора можно оценить и с помощью временного распределения с помощью двухвыборочной дисперсии (вариации Аллана – *Allan variance*). Это вариация разницы значений двух относительных частот $\nu(i+1)$ и $\nu(i)$. Она отображает вариацию двух отсчетов в зависимости от времени, которое их разделяет [3].

Относительная частота $\nu(i)$ измеряется в момент времени $t_0 + i\tau$, а относительная частота $\nu(i+1)$ в момент времени $t_0 + (i+1)\tau$. Вариация Аллана $\sigma_\nu^2(\tau)$ зависит от переменной τ и выражает среднеквадратичное значение всех отсчетов частоты, разделенных временем τ за весь период измерения T , т. е. за период наблюдения $[t_0, \dots, t_0 + T]$.

$$\sigma_\nu(\tau) = \left\{ \frac{1}{2M} \sum_{i=0}^{M-1} [\nu(i+1) - \nu(i)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

где $M = [T/\tau] - 1$ и

$$\nu(i) = \frac{\langle f_1(t_0 + i\tau) \rangle_\tau - f_0}{f_0}.$$

Здесь относительная частота $\nu(i)$ в моменты времени $t_0 + i\tau$ обозначает текущую частоту исследуемого колебания, усредненную за время τ , а f_0 – частоту опорного (эталонного) колебания.

Таким образом, вариация Аллана – это вариация M пар измерений частоты, выполненных в моменты времени t и $t + \tau$.

Поскольку и частотное, и временное распределение характеризуют одно и то же свойство анализируемого колебания – его стабильность, их можно взаимно пересчитать.

Вариация Аллана может быть рассчитана при помощи выражения:

$$\sigma_\nu^2(\tau) = 2 \int_0^{f_h} S_\nu(f) \frac{\sin^4(\pi\tau f)}{(\pi\tau f)^2} df,$$

где $S_\nu(f) = 2 \frac{f^2}{f_0^2} L(f) = \frac{f^2}{f_0^2} S_\phi(f)$, $L(f)$ – уровень шума одной боковой полосы [дБн/Гц], $S_\phi(f)$ – спектральная плотность флуктуаций фазы [рад²/Гц] при выполнении неравенства:

$$\int_f^\infty S_\phi(f) df \ll 1 \text{ rad}^2,$$

что для колебаний на выходе синтезаторов частот гарантированно выполняется.

Список используемых источников

1. Никитин Ю. А. Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника : монография. СПб. : Изд-во СПбГУТ, 2018. 367 с.
2. Agilent N5181B MXG – Analog signal generators. URL: www.agilent.com
3. Krobka N. I. On the topology of allan variation plots and type misconceptions in the interpretation of gyroscope noise structure. URL: www.optolink.ru/documents/Publications

УДК.621.274.32
ГРНТИ 28.25.15

КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ В СИНТЕЗЕ ЧАСТОТ

Ю. А. Никитин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассмотрено применение конечных автоматов в системах цифрового и цифроаналогового синтеза частот. Рассмотрены возможные варианты построения оптимальных автоматов на основе накапливающего сумматора и делителя с дробнопеременным коэффициентом деления.

конечный автомат, накапливающий сумматор, счетчик импульсов, делитель с дробнопеременным коэффициентом деления, функциональная фазоимпульсная модуляция.

Математический объект, представляющий собой совокупность пяти элементов:

$$A = (S, X, Y, \alpha, \beta),$$

где S – конечное множество состояний автомата; X, Y – конечный входной и выходной алфавиты соответственно, из которых формируются строки, считываемые и выдаваемые автоматом; $\alpha: S \times X \rightarrow S$ – переходное отношение (переходная функция, функция переходов); $\beta: S \times X \rightarrow Y$ – выходная функция (функция выходов), называется абстрактным автоматом.

Абстрактная теория автоматов рассматривает структуры автоматов без привязки к средствам технической реализации. Результатом абстрактного рассмотрения автомата является выражение в той или иной форме функций переходов и функций выходов. На уровне абстрактной теории понятие «работа автомата» понимается как преобразование входной информации в выходную [1–5].

Функциональная схема абстрактного автомата представлена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: S_i – текущее состояние автомата; S_{i+1} – новое состояние автомата; X_i – текущий входной символ; Y_i – текущий выходной символ.

Порядок работы абстрактного автомата, следующий:

– при поступлении очередного символа X_i на вход автомата функция переходов α на основании поступившего символа X_i и текущего состояния S_i определяет новое состояние автомата S_{i+1} ;

– выходная функция на основе текущего состояния автомата S_i и текущего входного символа X_i определяет текущий выходной символ.

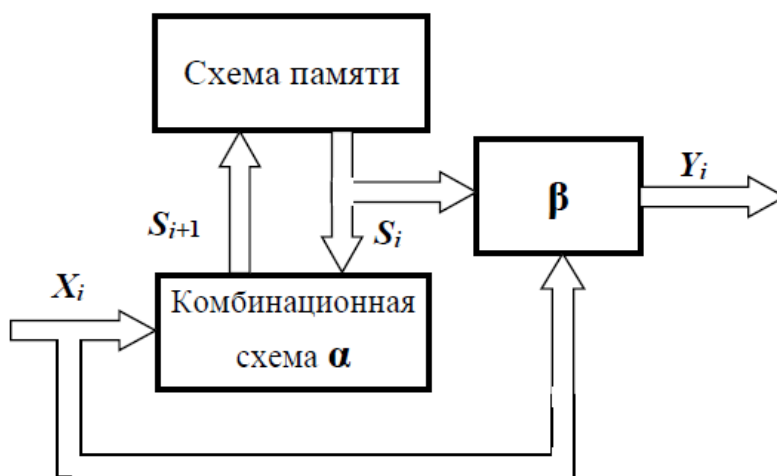


Рис. 1. Структура абстрактного автомата

Конечным автоматом в теории алгоритмов называется математическая абстракция, позволяющая описывать пути изменения состояния объекта в зависимости от его текущего состояния и входных данных при условии, что общее возможное количество состояний конечно.

В цифровых синтезаторах частоты в области тактовых частот $f_{\text{опВЧ}}$ до единиц мегагерц конечный автомат (КА) можно выполнить программно, до сотен мегагерц – с помощью программируемых логических матриц, а на еще более высоких частотах – только аппаратно на сверхбыстродействующей логике.

Конечные автоматы, применяемые в технике синтеза частот, могут иметь несколько выходов, например, выход переполнения и выход текущей суммы, и по своим разным выходам соответствовать автоматам разных типов.

КА, по определению, работает только в дискретном времени, т. е. может изменять свои внутренние состояния (переключаться) лишь по приходу тактовых импульсов – внешних или внутренних, равномерных или неравномерных во времени.

Поэтому при описании автомата полагаем, что автомат функционирует в дискретные равноотстоящие моменты времени, которые занумерованы целыми положительными числами и других меток времени не имеет. Интервал времени $T_{\text{опвч}} = 1/f_{\text{опвч}}$ назовем тактом автомата (рис. 2). Длительность такта автомата должна превышать интервала времени $T_{\text{КА}}$ между соседними моментами достижения автоматом устойчивых состояний.

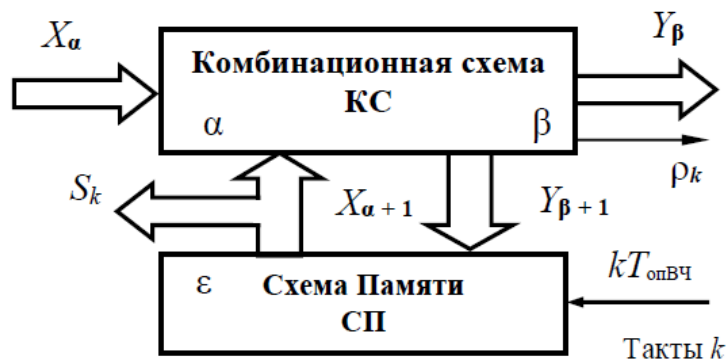


Рис. 2. Формальная структура КА

Таким образом, для текущего дискретного времени T_k на входе КА можно записать:

$$T_k = 0, 1, \dots, \lfloor k(t/T_{\text{опвч}}) \rfloor, \dots, T_k \geq T_{\text{КА}},$$

где t – текущее время, $\lfloor * \rfloor$ – оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему, $k = 0, 1, 2, \dots$ – натуральное число.

Конечный автомат преобразует слова входного алфавита X_α в слова выходного алфавита Y_β в соответствии с заданным алгоритмом. Разностное уравнение, определяющее последовательность номеров внутренних состояний автомата как функцию от последовательности номеров состояний его входа, можно записать в виде:

$$b(k) = \begin{cases} f \{ a(k), b(k-1) \} - \text{автомат Мура} \\ \text{или} \\ f \{ a(k-1), b(k-1) \} - \text{автомат Мили} \end{cases},$$

где k – номер позиции во входном слове, $b(k) = 1, 2, \dots, \beta$, $1 \leq a(k) \leq \alpha$.

Автомат с X_α входами и Y_β выходами можно представить в виде соединения комбинационной схемы или логического преобразователя (КС) с размерностью по входу и выходу соответственно α и β , и схемы (элемента) памяти в цепи обратной связи (СП) размерности ϵ (рис. 2).

При этом состояния входа и выхода комбинационной схемы суть состояния входа и выхода КА, а его внутренними состояниями и, возможно, состояниями выхода, являются состояния схемы памяти, поскольку выходами КА, наряду с выходами КС, также могут служить и выходы СП.

С позиции теории когерентного широкополосного синтеза частот представляет интерес описание работы КА – его функций выходов и переходов – не только во временной, но и в частотной областях [6].

В устройствах цифрового синтеза частот КА можно представить в виде дискретной параметрической цепи – черного ящика, функционирующего по определенному, но жесткому и наперед заданному алгоритму.

Существенной особенностью автоматов, используемых для синтеза частот – периодичность процессов на их выходах. Поэтому количество повторяющихся состояний автомата не будет превышать числа P , где P – количество тактовых интервалов на периоде неравномерности структуры потока выходных Q импульсов (точек на числовой оси), при этом $N = P/Q$ – коэффициент деления – параметр конечного автомата.

Заметим, что описание формируемых КА колебаний как во временной области, так и с точки зрения их спектрального состава, представляет значительный теоретический и практический интерес, позволяет понимать закономерности работы КА и строить его математические модели, ориентированные на решение задач цифрового – пассивного или активного, – синтеза частот.

Одноименные перепады на выходе автомата появляются в дискретные моменты времени, кратные его такту. Но синтезируемая частота с номером Q в общем случае не целократна тактовой частоте с номером P , т. е. коэффициент деления автомата N есть рациональное число в виде неправильной дроби.

Наибольший интерес для синтеза частот представляют оптимальные автоматы в том смысле, что временная ошибка между одноименными перепадами (точками на числовой оси) на выходе автомата и ближайшими к ним одноименными перепадами (точками на числовой оси) идеально равномерной последовательности той же частоты не превышает по модулю половины тактового интервала и является минимально возможной величиной для класса чисто цифровых структур. Такие автоматы назовем оптимальными. На их выходе формируется квазиравномерная последовательность – КРП – импульсов (одноименных перепадов), которую можно рассматривать в виде точек на числовой оси.

Также представляет интерес двухуровневое колебание, максимально приближенное по форме к идеальному меандру требуемой частоты. Такой интерес обусловлен тем обстоятельством, что уровень гармоник с требуемой частотой (номером Q) в колебании такого вида максимален и приближается к уровню первой гармоники идеального меандра той же частоты.

Дадим следующее определение квазимеандра (КМ). Квазимеандр – это функция времени, представляющая собой последовательность равновысотных положительных прямоугольных импульсов, отделенных друг от друга пробелами, т. е. интервалами, на которых значения функции равны нулю,

и имеющую на интервале времени $QT_{\text{выхНЧ}}$ среднюю частоту $f_{\text{выхНЧ}} = 1/T_{\text{выхНЧ}}$ и обладающая той отличительной особенностью, что перепады в ней (фронты и спады импульсов) отстают по времени от соответствующим образом сформированного идеального меандра (ИМ), следующего с частотой $f_{\text{выхНЧ}}$ не более, чем на половину тактового интервала $T_{\text{опВЧ}}/2$, где $T_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}/P$, причем P и Q взаимно простые целые числа и $P > Q$.

Когда пассивный цифровой синтезатор используется для формирования сетки частот в качестве самостоятельного устройства, предпочтителен КМ на его выходе. Если же двухуровневое колебание КА используется в качестве задающего для умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты, тогда достаточно сформировать КРП импульсов, поскольку импульсно-фазовые детекторы работают по логическим перепадам.

Список используемых источников

1. Астановский А. Г., Варшавский В. И., Мараховский В. Б. и др. Аперiodические автоматы / под ред. В. И. Варшавского. М. : Наука, 1976. 424 с.
2. Самофалов К. Г., Романкевич А. М., Валуйский В. Н. и др. Прикладная теория цифровых автоматов / под ред. К. Г. Самофалова. Киев. : Вища школа. 1987. 375с.
3. Карцев М. А., Брик В. А. Вычислительные системы и синхронная арифметика. М. : Радио и связь, 1981. 360 с.
4. Брауэр В. Введение в теорию конечных автоматов: пер. с нем. М. : Радио и связь, 1987. 392 с.
5. Захаров Н. Г., Рогов В. Н. Синтез цифровых автоматов. Ульяновск : УлГТУ, 2003. 135с.
6. Никитин Ю. А. Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника : монография. СПб. : Изд-во СПбГУТ, 2018. 367 с.

УДК.621.548
ГРНТИ.29.17.15

ЭФФЕКТ МАГНУСА И ЗЕЛЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Б. М. Павлов, В. Г. Урванцев, Н. Л. Урванцева

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В предлагаемой работе сравниваются механизмы возникновения подъемной силы, действующей на крыло, и силы, возникающей в результате эффекта Магнуса. Оценка авторов позволяет надеяться на возможность создания экологичных, компактных и энергосберегающих летательных аппаратов вертикального взлета для использования в условиях города и других стесненных условиях.

эффект Магнуса, компактность, энергосбережение, вертикальный взлет.

Эффект Магнуса можно наблюдать при перемещении вращающихся тел, например, при полете крученого мяча в теннисе, гольфе, волейболе и, конечно, в футболе (удар сухой лист) [1]. Свое имя эффект получил в честь немецкого физика – баллистика – Генриха Магнуса (1802–1870). Он провел подробное экспериментальное исследование этого эффекта – изучал влияние вращения на полет артиллерийских снарядов. Эффект может использоваться для создания подъемной силы, а, следовательно, для создания летательных аппаратов.

В работе Павлова Б. М. [2] разработан летательный аппарат на эффекте Магнуса с вертикальным взлетом и посадкой, без резко выступающих частей, вписывающийся в габариты микроавтобуса. Такой аппарат может взлетать и садиться в стесненных условиях (к примеру, в городе или в тайге), в горизонтальном полете он будет экономить затрачиваемую мощность за счет использования скорости встречного потока воздуха.

Для того чтобы оценить особенности предлагаемого аппарата попробуем сравнить образование подъемной силы, действующей на крыло самолета, и подъемную силу, возникающую при эффекте Магнуса.

Как принято, будем рассматривать неподвижное крыло, обтекаемое потоком газа. Для описания потока используем метод Эйлера: стационарное движение газа будем характеризовать линиями тока, касательная к которым в каждой точке сонаправлена с вектором скорости частиц в этой точке, а густота линий тока характеризует величину скорости. Линии тока (рис. 1а) формируют трубки тока (струи) (рис. 1б).



Рис. 1. Линия тока (а), трубка тока (б)

Не учитывая внутреннее трение и сжимаемость газа, можно получить хорошо известное в курсе общей физики уравнение Бернулли [1, 3]:

$$\rho v^2 / 2 + \rho gh + P = \text{const} , \quad (1)$$

где $\rho v^2 / 2$ – динамический напор (кинетическая энергия единицы объема); ρgh – потенциальная энергия единицы объема; P – статический напор (давление).

Сумма этих трех слагаемых постоянна вдоль одной линии тока. Если предположить, что высота $h = \text{const}$, то уравнение упрощается:

$$\rho v^2 / 2 + P = \text{const} . \quad (2)$$

Уравнение (2) выполняется для несжимаемого газа, а это справедливо в случае, если число Маха $M < 0,4$ ($M = \frac{v}{v_{зв}}$, где v – скорость потока; $v_{зв}$ – скорость звука в газе). Если $M < 0,4$ газ испытывает адиабатическое сжатие и уравнение (2) преобразуется [4]:

$$\frac{v^2}{2} + \frac{\gamma}{(\gamma-1)} \frac{P}{\rho} = \text{const}, \quad (3)$$

где γ – показатель адиабаты ($\gamma = 1,4$ для воздуха).

Итак, давление вдоль струйки тока там больше, где скорость меньше (то есть там, где густота линий тока меньше). На тела, движущиеся в жидкости и газе, действует равнодействующая сила \vec{R} , которая зависит от скорости и ориентации тела, его формы и размеров, а также от свойств среды [4]. Эту силу раскладывают на две составляющие: \vec{R}_x – лобовое сопротивление и \vec{R}_y – подъемную силу (рис. 2б). При обтекании газом неподвижного круглого цилиндра подъемная сила не возникает – давление сверху и снизу цилиндра одинаково (рис. 2а). Для существования подъемной силы необходимо, чтобы крыло было несимметричным и располагалось несимметрично относительно горизонтальной плоскости (под углом атаки α) (рис. 1б.).

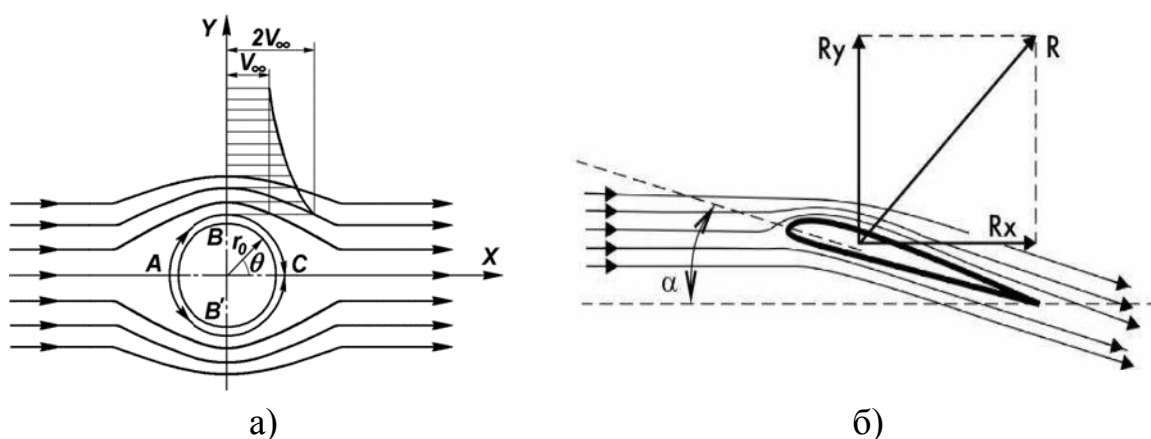


Рис. 2. Обтекание круглого цилиндра и профиля Жуковского потоком воздуха

Для крыла была найдена лучшая по обтекаемости форма – так называемый профиль Жуковского [3, 4] (рис. 1б.).

Согласно теории Рэлея, движение жидкостей и газов можно представить в виде суммы потенциального и вихревого движения. Потенциальное происходит благодаря действию консервативных сил, вихревое движение возникает благодаря наличию сил трения. Вихревое движение характеризуется циркуляцией вектора скорости по кривой, охватывающей тело:

$\Gamma = \oint v_L dS$. В 1904 году Жуковский Н. Е. показал [3, 4], что подъемная сила R_y , действующая на крыло, пропорциональна циркуляции Γ вектора скорости \vec{v} по контуру крыла:

$$R_y = \rho v_0 l \Gamma, \quad (4)$$

где ρ – плотность газа, v_0 – скорость невозмущенного потока, l – размах крыла. В формировании вихревого движения определяющую роль играют силы трения в приповерхностном слое крыла: асимметричная форма крыла приводит к тому, что в точке А (рис. 3) встречается два потока – распространяющийся против часовой стрелки и обтекающий крыло снизу, и поток, распространяющийся сверху по часовой стрелке. Частицы рядом с верхней поверхностью крыла могут остановиться и начать двигаться назад. Количество заторможенного газа между поверхностью и внешним потоком быстро увеличивается. Возникает отрыв – часть заторможенного потока вовлекается в область вихря, который сходит с поверхности профиля (вращение в нем происходит против часовой стрелки). Этот вихрь обладает определенным моментом импульса. Поскольку момент внешних сил, действующих на систему, равен нулю, отрыв разгонного вихря от крыла должен приводить к возникновению кругового движению воздуха противоположного направления (по часовой стрелке). В результате возникающего кругового движения скорость потока сверху крыла возрастает (давление уменьшается), а с снизу скорость уменьшается (давление увеличивается); возникает подъемная сила [3, 4]. Особая точка (точка встречи потоков, скорость газа в которой равна нулю) перемещается на край крыла (рис. 3). Затем происходит отрыв следующего вихря и так и это происходит постоянно, приводя к возникновению подъемной силы.

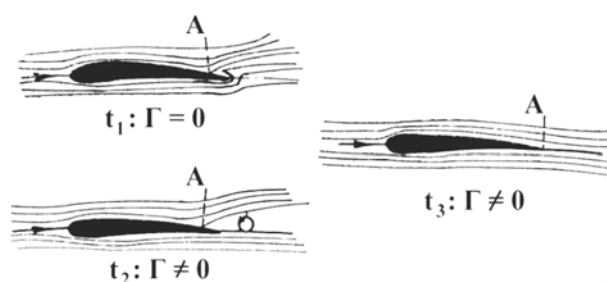


Рис. 3. Образование разгонного вихря

Жуковский нашел для тонкого крыла величину циркуляции: $\Gamma = \frac{1}{2} \pi d v_0 \alpha$. Здесь d – длина хорды (расстояние по потоку от передней до задней кромки крыла). При этом подъемная сила будет равна:

$$R_y = \frac{\rho v_0^2}{2} \pi d l \alpha. \quad (5)$$

Кроме подъемной силы крыло испытывает лобовое сопротивление \vec{R}_x , возникающее из-за разности давлений и наличия трения в приповерхностном слое газа. В конечном счете и \vec{R}_y и \vec{R}_x являются функциями динамического напора и площади крыла S ($S = d_{cp}l$) [5]:

$$R_y = \frac{\rho v^2}{2} \cdot S \cdot C_y; \quad R_x = \frac{\rho v^2}{2} \cdot S \cdot C_x. \quad (6)$$

Коэффициенты C_x и C_y – коэффициенты лобового сопротивления и подъемной силы определяются эмпирически. Отношение $k = \frac{R_y}{R_x}$ называют коэффициентом качества. У современных самолетов коэффициент качества имеет величину порядка $20 \div 30$.

Рассмотрим образование подъемной силы при эффекте Магнуса. При обтекании неподвижного цилиндра потоком воздуха, перпендикулярного к его оси, на него будет действовать только сила сопротивления R_x . Расчет показывает, что скорость частиц газа одинакова и максимальна в верхней и нижней точках сечения цилиндра и равна удвоенной скорости невозмущенного потока $2v$ (рис. 2а) [3, 5]. Давление сверху и снизу одинаково, подъемной силы нет. Если цилиндр начинает вращаться вокруг своей оси (вращающийся цилиндр называют ротором), возникает подъемная сила. Вращение ротора благодаря трению о воздух вызывает циркулярное течение. Рэлей рассмотрел наложение вихревого потока на поток потенциальный. Например, если поток направлен слева направо и ротор вращается по часовой стрелке (рис. 4), скорость потенциального течения (равная $2v$) и скорость вращательного движения газа u_Γ в точке B направлены одинаково, а в точке B' – противоположно. Картина линий тока на рис. 4а соответствует случаю $u_\Gamma < 2v$, а на рис. 4б – $u_\Gamma = 2v$.

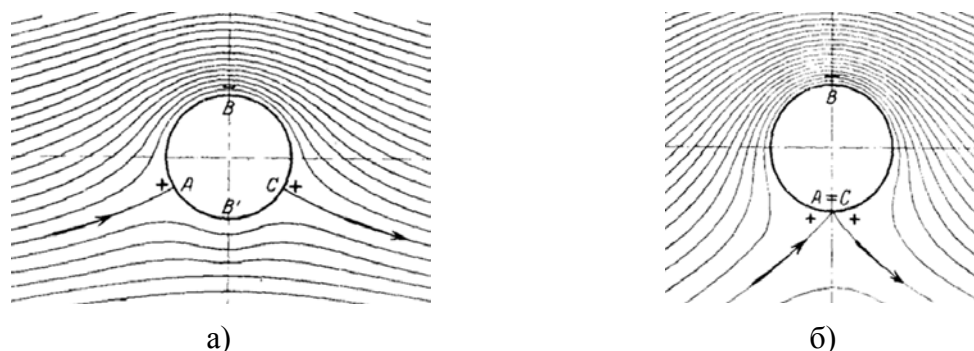


Рис. 4. Картина линий тока вокруг вращающегося цилиндра, обдуваемого потоком для разных скоростей вращения цилиндра

Из уравнения Бернулли следует, что должна возникнуть подъемная сила. В соответствии с формулой Жуковского (4), подъемная сила, действующая на ротор, будет определяться циркуляцией вектора скорости по контуру, охватывающему ротор:

$$\Gamma = 2\pi r_0 u_\Gamma = \pi d_0 v \bar{u}_\Gamma, \quad (7)$$

где r_0 , d_0 – радиус и диаметр ротора, u_Γ – скорость вихревого потока газа, $\bar{u}_\Gamma = \frac{u_\Gamma}{v}$ – отношение циркулярной скорости к скорости невозмущенного потока. В конечном счете, также, как и в случае крыла, на ротор будут действовать подъемная сила и лобовое сопротивление (6). Коэффициенты C_x и C_y для ротора зависят в основном от \bar{u}_Γ . И эти зависимости были исследованы экспериментально. Измерялась линейная скорость точек поверхности ротора u_0 (относительная линейная скорость точек поверхности ротора равна $\bar{u}_0 = \frac{u_0}{v}$). Скорость вихревого течения газа u_Γ можно найти с помощью коэффициента скольжения $k_\Gamma = \frac{\bar{u}_0}{\bar{u}_\Gamma}$, который имеет величину порядка $\sim 2 \div 3$. Одна из полученных зависимостей представлена на рис. 5.

Эксперименты показали, что коэффициент C_y сначала растет с ростом \bar{u}_Γ , потом достигает насыщения. Например, исследования лабораторий в Германии, Великобритании и США показали, что максимальная величина $C_{y\max} \sim 10$ у ротора достигается при относительной линейной скорости точек поверхности ротора $\bar{u}_0 = 4$, где $\bar{u}_0 = \frac{u_0}{v}$. Максимальный коэффициент C_y у современных профилей крыла достигает величины $C_{y\max} \sim 2$. Имея высокие значения подъемной силы роторы обладают также высокими значениями лобового сопротивления. Таким образом, коэффициент качества не превышает $k = 3$.

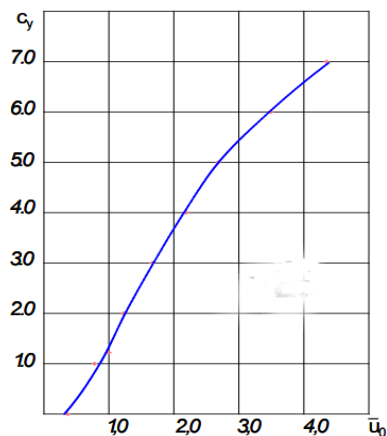


Рис. 5. Экспериментальная проверка ротора

Конструкция, предлагаемого в работе [2] летательного аппарата, представлена на рис. 6. Аппарат состоит из фюзеляжа с кабиной, пульта управления и силовой установки, над которыми установлены закрепленные на общем основании последовательно один за другим два модуля А и Б, имеющие два или более вентилятора с воздуховодами, разделенными продольными перегородками, направляющими воздушный поток на вращающийся ци-

линдр – ротор. Летательный аппарат оснащен силовой установкой (это может быть аккумуляторная батарея), которая питает энергией электродвигатели вентиляторов и цилиндров.

Приблизительный расчет летательных характеристик показал, что для взлетного веса аппарата 1413 кг крейсерская скорость 206 км/час; мощность, достаточная в горизонтальном полете 44,1 кВт; мощность, необходимая при взлете и зависании 98,2 кВт.

Предлагаемый аппарат не является альтернативой самолетам или вертолетам, он просто может заполнить существующую нишу. Актуальность такого аппарата определяется высокими возможными показателями подъемной силы и компактностью, он, согласно предварительным расчетам, дает выигрыш в затратах энергии.

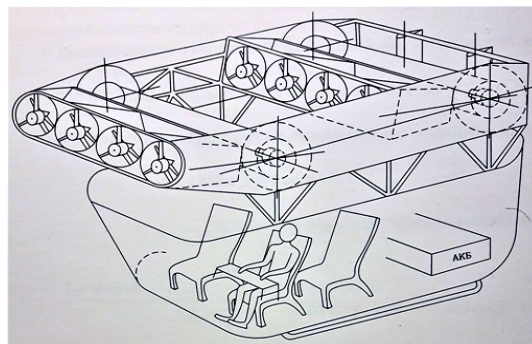


Рис. 6. Предлагаемая конструкция

Список используемых источников

1. Сивухин Д. В. Общий курс физики. Механика. М. :Наука,1980. 752 с.
2. Павлов Б. М. Пат. 2711768 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель Павлов Борис Михайлович. – № 2019111975; заявл. 19.04.2019; опубл. 22.01.2020.
3. Лойцянский Л. Г. Механика жидкости и газа. М. : Наука, 1978. 676 с.
4. Стариков Ю. Н., Коврижных Е. Н. Основы аэродинамики летательного аппарата : учебное пособие. Ульяновск : УВАУ ГА, 2004, 151 с.
5. Данилин А. И. Самолет – синкретическое достижение науки и техники : учебное пособие. Самара : Самар. гос. аэрокосм. ун-т., 2011. 168 с. ISBN: 978-5-7883-0533-2.

Доклад представлен на XI Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (АПИНО 2022), 15–16 февраля 2022 года.

УДК 53.043, 539.196.3
ГРНТИ 29.19.22, 29.19.23, 47.33

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСПЕРСИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ АТОМОВ ВОДОРОДА С ОДНОСТЕННЫМИ НАНОТРУБКАМИ ГРАФЕНА

А. В. Пестерова, В. А. Юрова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В современной электронике при переходе к наноразмерным структурам большой интерес представляет графен, благодаря своим особым свойствам. Развитие в направлении водородной энергетики ставят всё новые задачи по исследованию явлений, происходящих при взаимодействии графена различной конструкции с различными атомами и молекулами, в том числе водорода. С учётом сложности реализации экспериментальных работ в этом направлении важным является исследование математических моделей, которые позволяют адекватно описать физические процессы, происходящие на поверхности и в объеме графена, анализ основных характеристик в зависимости от конструктивно-технологических и электрофизических параметров взаимодействующих элементов. В статье представлены результаты расчета энергии и силы дисперсионного взаимодействия между атомами и молекулами водорода с одностенными нанотрубками графена для случая цилиндрической геометрии и их анализ.

дисперсионное взаимодействие; углеродные нанотрубки; водородная энергетика, наноразмерные системы, электроника.

В современной электронике при переходе к наноразмерным структурам большой интерес представляет графен, благодаря своим особым свойствам. Развитие в направлении водородной энергетики ставят всё новые задачи по исследованию явлений, происходящих при взаимодействии графена различной конструкции с различными атомами и молекулами, в том числе водорода. С учётом сложности реализации экспериментальных работ в этом направлении важным является исследование математических моделей, которые позволяют адекватно описать физические процессы, происходящие на поверхности и в объеме графена, анализ основных характеристик в зависимости от конструктивно-технологических и электрофизических параметров взаимодействующих элементов [1–4]. Дисперсионное взаимодействие атомов и молекул с углеродными наноструктурами различной конфигурации представляет практический интерес как для фундаментальной, так и для прикладной физики, поскольку масштабы современной электроники соизмеримы с отдельными атомарными слоями. В то же время в энергетике становится актуальной тема разработок нетрадиционных месторождений углеводорода, хранения и транспортировки водорода.

Экспериментальные работы в изучении процессов адсорбции, капиллярных конденсациях, дисперсионного взаимодействия очень сложны в нано масштабах, поэтому большую часть результатов получают с использованием различных методов компьютерного моделирования и теоретических расчетов [2, 5]. В последние несколько лет дисперсионное взаимодействие между атомами и графеном, представляющим альтернативу кремниевым структурам, исследовалось с применением феноменологической теории функционала плотности. Располагая данными о диэлектрической проницаемости веществ можно применить теорию Лифшица для расчета дисперсионного взаимодействия в рамках гидродинамической модели графена.

Более точное описание графена дается моделью Дирака, которая учитывает, что возбуждения квазичастичных фермионов в графене представляют собой безмассовые фермионы Дирака, которые движутся со скоростью Ферми и имеют линейное дисперсионное соотношение. Это описание также является приближением (оно справедливо при низких энергиях до нескольких эВ).

В работе проведен расчет силы дисперсионного взаимодействия между атомами и молекулами водорода и одностенными нанотрубками графена с использованием модели Дирака описания диэлектрической проницаемости графена. Проведено сравнение результатов расчетов, полученных с использованием гидродинамической модели и модели Дирака. Поскольку при малых расстояниях между взаимодействующими объектами (в диапазоне от 1 до 3 нм) тепловые эффекты пренебрежимо малы, то допустимо рассчитывать модель Дирака при нулевой температуре.

Используя теорию Лифшица, можно получить выражение для силы дисперсионного взаимодействия между атомом или молекулой и одностенной нанотрубкой:

$$F(a) = -\frac{\hbar}{2\pi} \sqrt{\frac{R}{R+a}} \int_0^\infty d\xi \alpha(i\xi) \int_0^\infty k dk e^{-2aq} \cdot \left[2q^2 - \frac{3}{8(R+a)^2} \right] \left[2r_{\text{ПМ}} - \frac{\xi^2}{q^2 c^2} (r_{\text{ПМ}} + r_{\text{ПЭ}}) \right], \quad (1)$$

где $\alpha(\omega)$ – динамическая поляризуемость атома или молекулы, $\omega = i\xi$ – мнимая частота, $q^2 = k^2 + \xi^2/c^2$, а $r_{\text{ПМ}}$ и $r_{\text{ПЭ}}$ представляют собой коэффициенты отражения электромагнитных колебаний на графене для двух независимых поляризаций электромагнитного поля, поперечной магнитной и поперечной электрической.

Выражения для коэффициентов отражения зависят от используемой модели электронной структуры графена. В рамках модели Дирака эти коэффициенты могут быть представлены в виде:

$$r_{\text{ПМ}} \equiv r_{\text{ПМ}}^{(D)}(i\xi, k) = \frac{\alpha q \Phi(\tilde{q})}{2\tilde{q}^2 + \alpha q \Phi(\tilde{q})},$$

$$r_{\text{ПЭ}} \equiv r_{\text{ПЭ}}^{(D)}(i\xi, k) = -\frac{\alpha\Phi(\tilde{q})}{2q + \alpha\Phi(\tilde{q})},$$

где $\alpha = e^2/(\hbar c) \approx 0,0073$ – постоянная тонкой структуры, $\tilde{q}^2 = (v_{\text{Ф}}^2 k^2 + \xi^2)/c^2$, $v_{\text{Ф}} \approx 106$ м/с – скорость Ферми. В выражениях для коэффициентов отражения функция Φ определяет тензор поляризации во внешнем электромагнитном поле в одноконтурном приближении в трехмерном пространстве-времени. Вдоль оси мнимых частот эта функция будет иметь вид:

$$\Phi(\tilde{q}) = N \cdot \left(\tilde{\Delta} + \frac{\tilde{q}^2 - 4\tilde{\Delta}^2}{2\tilde{q}} \arctan \frac{\tilde{q}}{2\tilde{\Delta}} \right),$$

где $N = 4$, $\tilde{\Delta} = \Delta/(\hbar c)$ – точное значение параметра зазора Δ остается неизвестным. Верхняя граница Δ равна примерно 0,1 эВ, но истинное значение Δ может быть намного меньше.

В рамках гидродинамической модели коэффициенты отражения представлены отличными друг от друга выражениями:

$$r_{\text{ПМ}} \equiv r_{\text{ПМ}}^{(r)}(i\xi, k) = \frac{c^2 q K}{c^2 q K + \xi^2}, \quad r_{\text{ПЭ}} \equiv r_{\text{ПЭ}}^{(r)}(i\xi, k) = -\frac{K}{K + q},$$

где волновое число графенового листа $K = 6,75 \times 10^5$ м⁻¹ соответствует частоте $\omega_K = c \times K = 2,02 \times 10^{14}$ рад/с. Для проведения квантовомеханических расчетов удобно ввести зависящий от расстояния между взаимодействующими объектами коэффициент силы $C_C(a)$, так что дисперсионную силу (1) можно представить в виде:

$$F(a) = -\frac{C_C(a)}{a^4}. \quad (2)$$

Явная форма коэффициента $C_C(a)$ в терминах безразмерной переменной $y = 2aq$ получается из уравнения (1)

$$C_C(a) = -\frac{\hbar}{16\pi} \sqrt{\frac{R}{R+a}} \int_0^\infty d\xi \alpha(i\xi) \int_{\frac{2a\xi}{c}}^\infty y dy e^{-y} \times \left[y^2 - \frac{3a^2}{4(R+a)^2} \right] \left[2r_{\text{ПМ}} - \frac{4a^2 \xi^2}{y^2 c^2} (r_{\text{ПМ}} + r_{\text{ПЭ}}) \right].$$

По представленным математическим выражениям в работе были рассчитаны коэффициенты C_C , отражающие силу дисперсионного взаимодействия, с использованием гидродинамической и дираковской моделей графена с последующим сравнением результатов.

На рис. 1а представлены полученные расчетные зависимости коэффициента дисперсионного взаимодействия для атома водорода, взаимодействующего с одностенной углеродной нанотрубкой радиусом $R = 5$ нм, разделенных друг от друга расстоянием a . И на рис. 1б представлены полученные расчетные зависимости коэффициента дисперсионного взаимодействия для молекулы водорода и одностенной углеродной нанотрубки от расстояния, на которое удалена молекула от поверхности графена. Для

обоих случаев коэффициенты дисперсионного взаимодействия рассчитывались с использованием модели Дирака и гидродинамической модели описания диэлектрической проницаемости графеновой нанотрубки. Из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что независимо от используемой модели графена коэффициент взаимодействия C_C представляет собой монотонно убывающую функцию с увеличением разделяющего расстояния. Наибольшие относительные различия между значениями C_C , рассчитанными с использованием Дирака и гидродинамической модели составляют 29 % для атома водорода и 30 % для молекулы водорода и достигаются при расстоянии $a = 1$ нм.

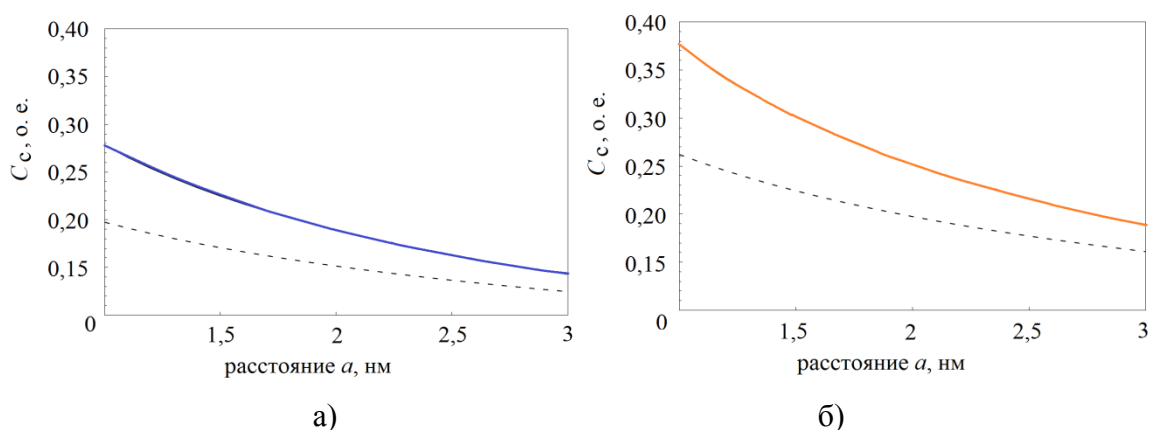


Рис. 1. Расчетные зависимости от расстояния a коэффициенты силы дисперсионного взаимодействия: а) для атома водорода; б) молекулы водорода, взаимодействующих с одностенной углеродной нанотрубкой радиусом $R = 5$ нм. Сплошная линия – результаты расчетов, полученные с использованием модели Дирака описания диэлектрической проницаемости графена; пунктирные линии – с применением гидродинамической модели диэлектрической проницаемости графена

Также были проведены квантовомеханические расчеты зависимости коэффициента дисперсионного взаимодействия от радиуса одностенной графеновой нанотрубки при фиксированном расстоянии $a = 1$ нм атома или молекулы водорода от поверхности нанотрубки (рис. 2). Из полученных графических зависимостей видно, что коэффициент C_C медленно увеличивается с увеличением радиуса нанотрубки. Для всех радиусов значение C_C , вычисленное с помощью приближенной модели Дирака, больше, чем в рамках гидродинамической модели диэлектрической проницаемости графена. Например, для нанотрубки с $R = 2$ нм относительная разница между предсказаниями дираковской и гидродинамической моделей равна примерно 30 %, что в несколько раз больше ошибки, возникающей при использовании данного математического подхода.

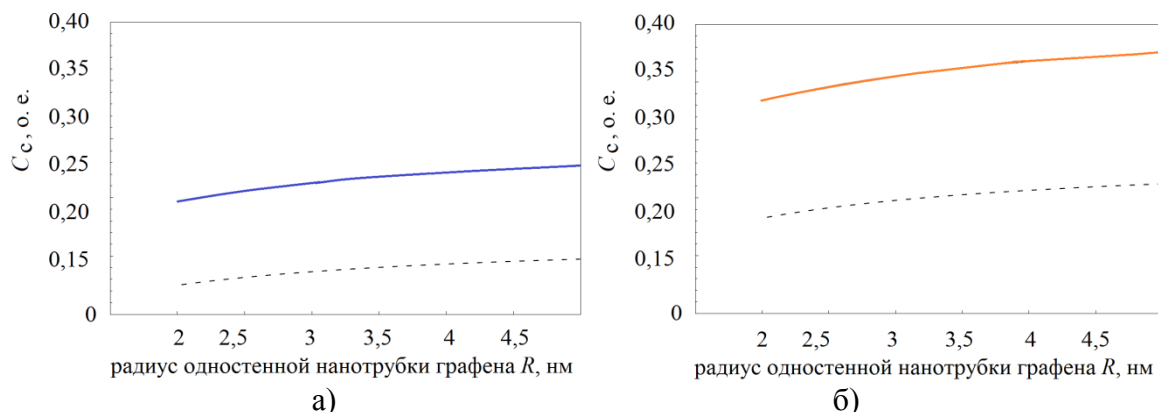


Рис. 2. Расчетные зависимости коэффициентов силы дисперсионного взаимодействия: а) для атома водорода; б) молекулы водорода, взаимодействующих с одностенной углеродной нанотрубкой, от её радиуса R . Сплошная линия – результаты расчетов, полученные с использованием модели Дирака описания диэлектрической проницаемости графена; пунктирные линии – с применением гидродинамической модели диэлектрической проницаемости графена

Таким образом, проведенные квантовомеханические расчеты, показывают, что для атомов и молекул водорода, взаимодействующих с графеновым листом и одностенными углеродными нанотрубками, коэффициент дисперсионного взаимодействия C_c зависит от разделения вплоть до кратчайшего разделения расстояния около 1 нм, где макроскопическое описание дисперсионного взаимодействия с помощью теории Лифшица остается применимым.

Список используемых источников

1. Sedra, A. S., Smoth K. C. *Microelectronics circuits*. Oxford : Oxford University Press, 2003. 1459 p.
2. Borgad, M., Klimchitskaya G. L., Mohideen U., Mostepanenko V. M. *Advances in the Casimir Effect*. Oxford : Oxford University Press, 2007. 750 p.
3. Федорцов А. Б., Климчицкая Г. Л., Чуркин Ю. В., Юрова В. А. Давление силы Казимира на слой диэлектрика в структурах металл-диэлектрик-полупроводник // *Физика твердого тела*. 2011. № 53. С. 1820–1825.
4. Klimchitskaya G. L., Mohideen U., Mostepanenko V. M. The Casimir effect in graphene systems: Experiment and theory. *International Journal of Modern Physics A*. Vol. 37, N 19, 2241003 (2022).
5. Климчицкая Г. Л., Чуркин Ю. В., Федорцов А. Б., Юрова В. А. Давление силы Казимира на слой диэлектрика в наноразмерных слоистых твердотельных структурах алюминий-оксид кремния-кремний // *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Физико-математические науки*. 2012. № 3 (153). С. 22–28.

УДК 621.315
ГРНТИ 49.29.14**РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ДИСТАНЦИОННОГО
ПИТАНИЯ ДЛЯ ЛАЗЕРА НАКАЧКИ
ЛИНЕЙНОГО ОПТИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ
НА ПРИМЕСНОМ ВОЛОКНЕ****А. Н. Сергеев, Б. Г. Шамсиев**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

В связи с увеличением расстояний передачи в оптическом диапазоне возникает необходимость установки на трассе оптических усилителей. Для нормальной работы таких устройств к ним надо подводить электрическую энергию. Для этого можно использовать кабели, в конструкцию которых заложены медные жилы. В статье приведен расчет длин дистанционного питания с учетом разного расстояния между оптическими усилителями, которое определяется из коэффициента затухания, связанного с длиной волны оптического излучения систем передачи.

дистанционное питание, лазер накачки, оптический усилитель.

Протяженные волоконно-оптические линии связи требуют периодического усиления передаваемых сигналов. Этой цели служат оптические усилители (ОУ) на примесном волокне. Расстановка таких устройств на линии связана с величиной затухания оптических сигналов и дисперсионными характеристиками линейного волокна. Потери энергии сигнала, в свою очередь, зависят от рабочей длины волны и скорости передачи информации. Зависимость максимального расстояния передачи между регенераторами от рабочей длины волны выглядит следующим образом [1]:

$$L_{\text{макс}} = \frac{A_{\text{макс}} - M - a_{\text{рс}} \cdot n}{\lambda_{\text{раб}} + \frac{a_{\text{нс}}}{l_{\text{стр}}}}, \quad (1)$$

где $A_{\text{макс}}$ – максимальный запас энергетического потенциала приемопередающего оборудования на участке регенерации; M – эксплуатационный запас по затуханию; $a_{\text{рс}}$ – затухание в разъемном соединении; $\lambda_{\text{раб}}$ – рабочая длина волны; $a_{\text{нс}}$ – суммарные потери в неразъемных соединениях, и $l_{\text{стр}}$ – средняя строительная длина по кабелю на участке регенерации.

Для обеспечения работы оптических усилителей требуется подводить к ним электрическую энергию. С этой целью часто используется комбинированный волоконно-оптический кабель с встроенными медными жилами.

Для обеспечения необходимой мощности надо ввести в линию ток величиной

$$I_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{P_{\text{вх}}}{R_0}} = \sqrt{\frac{P_{\text{вх}} \cdot S}{\rho \cdot 2 \cdot l}}$$

где R_0 – сопротивление цепи постоянному току, S – площадь поперечного сечения проводника, ρ – удельное сопротивление проводника и l – длина проводника. Для медного проводника $\rho = 0,0175$ Ом·мм²/метр. Максимальное сечение S медных жил комбинированного волоконно-оптического кабеля составляет 4 мм².

Ослабление постоянного тока в цепи оценивается величиной [2]:

$$a = 8,69 \cdot \sqrt{R_0 G_0}, \text{ дБ/км}$$

Поскольку $R_0 = \rho \cdot \frac{l}{S}$, а $G_0 = \frac{1}{R_{\text{из}}}$, где $R_{\text{из}}$ – сопротивление изоляции, а G_0 – проводимость изоляции, то потери в линии составят:

$$a = 8,69 \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot l}{S \cdot R_{\text{из}}}}$$

Тогда

$$8,69 \cdot \sqrt{R_0 G_0} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{потр}}} \right) = 10 \lg \left(\frac{I_{\text{вх}}^2 \cdot \rho \cdot l}{S \cdot P_{\text{потр}}} \right).$$

Таким образом, для того чтобы обеспечить нужную величину тока в конце линии, необходимо ввести в ее начале ток величиной:

$$I_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{P_{\text{потр}} \cdot S}{\rho \cdot l} \cdot 10^{0,869 \cdot \left(\frac{\rho \cdot l}{S} \cdot G_0\right)^{0,5}}}, \text{ А.}$$

Расстояние между линейными усилителями в идеальном случае должно быть равно $L_{\text{макс}}$, которое связано с максимальной средней оптической мощностью, вводимой в оптическое волокно в начале линии $P_{\text{макс}}$ и чувствительностью оптического усилителя $P_{\text{мин ус}}$. В серийных эрбиевых усилителях типичный максимальный коэффициент усиления (X) обычно составляет 30 дБ (на длине волны 1550 нм). Таким образом, максимальное расстояние между усилителями составляет (X/a) , км, где a – коэффициент затухания сигнала в стандартном оптическом волокне равный 0,2 дБ/км. Тогда $(X/a) = 30/0,2 = 150$ км. Можно ли обеспечить энергоснабжение ОУ на таком расстоянии?

Известно, что ОУ на эрбиевом волокне обычно потребляет электрическую мощность не более 10 Вт [3].

$$P_{\text{потр}} = 10 \text{ Вт.}$$

Тогда ток в начале линии, необходимый для нормальной работы оптического усилителя:

$$I_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{S \cdot P_{\text{потр}}}{\rho \cdot l} \cdot 10^{0,869 \cdot \left(\frac{\rho \cdot l}{S \cdot G_0}\right)^{0,5}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 10}{0,0175 \cdot 150000} \cdot 10^{0,869 \cdot \left(\frac{0,0175 \cdot 150000 \cdot 10^{-4}}{4}\right)^{0,5}}} = 0,16 \text{ А}$$

Сопротивление в начале линии равно:

$$R_0 = \rho \cdot \frac{l}{S} = 0,0175 \cdot \frac{150000}{4} = 656,25 \text{ Ом}$$

Мощность, вводимая в систему, составляет:

$$P_0 = I^2 \cdot R_0 = 0,16^2 \cdot 656,250 = 16,8 \text{ Вт}$$

Напряжение в начале линии:

$$U = \sqrt{P \cdot R_0} = \sqrt{16,8 \cdot 656,25} = 105 \text{ В}$$

Таким образом, для обеспечения питания эрбиевого усилителя необходимо обеспечить вводимую мощность 16,8 Вт, что получается при напряжении и токе в начале линии 105 В и 0,16 А соответственно.

Длина регенерационного участка определяется по формуле (1). Максимальный запас энергетического потенциала приемопередающего оборудования на участке регенерации отражает максимально допустимое затухание сигнала для данной аппаратуры:

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер.мин}} - P_{\text{чувств.пр. дБ}}$$

Максимальная величина $A_{\text{макс}}$ между оптическими усилителями равна 39,5 дБ [3]. Самый малый запас M составляет 2 дБ при средней строительной длине кабеля 4 км. В этом случае максимальная длина участка по оптическому волокну составляет:

$$L_{\text{макс}} = \frac{39,5 - 2 - 0,5 \cdot 2}{0,2 + \frac{0,05}{4}} = 173 \text{ км}$$

При изменении длины волны в случае применения волокна с ненулевой смещенной дисперсией коэффициент затухания увеличится до 0,35 дБ/км [4]. Тогда

$$L_{\text{макс}} = \frac{39,5 - 2 - 0,5 \cdot 2}{0,35 + \frac{0,05}{4}} = 101 \text{ км}$$

При этом электрическое сопротивление линии будет:

$$R_0 = \rho \cdot \frac{l}{S} = 0,0175 \cdot \frac{101000}{4} = 442 \text{ Ом}$$

Величина тока на входе в линию будет равна 186 мА.

Мощность, вводимая в систему, составляет:

$$P_0 = I^2 \cdot R_0 = 0,186^2 \cdot 442 = 15,3 \text{ Вт}$$

Напряжение в начале линии:

$$U = \sqrt{P \cdot R_0} = \sqrt{15,3 \cdot 442} = 82,3 \text{ В}$$

Рассчитанные параметры приведены в таблице 1, а на рис. 1 приведена зависимость мощности, вводимой в цепь дистанционного питания от расстояния.

ТАБЛИЦА 1. Зависимость длины регенерационного участка и передаваемой электрической мощности от коэффициента затухания оптического излучения

Параметр	Коэффициент затухания оптического излучения, дБ/км					
	0,17	0,20	0,22	0,25	0,30	0,35
	Длина волны оптического излучения*, нм					
	1472	1414	1381	1337	1278	1230
Расстояние, $L_{\text{макс}}$, ** км	200	173	157	140	117	101
Вводимая в систему ДП электрическая мощность, Вт	18,2	17,3	16,9	16,5	15,7	15,3
Вводимый в систему ДП ток, А	0,144	0,151	0,157	0,164	0,175	0,186

*Длина волны рассчитана по величине рассеяния Рэлея в кварцевом волокне. При расчете системы передачи со спектральным разделением каналов необходимо брать данные из стандартного частотного плана таких систем.

**Расстояние рассчитано по формуле (1) с приведенными в таблице 1 коэффициентами затухания.

Для получения максимальной энергетической эффективности перспективнее использовать накачку на длине волны 1480 нм [4]. Энергетическая эффективность (PCE) определяется отношением изменения мощности сигнала к мощности накачки [5]:

$$PCE = \frac{P_{\text{Опт.сигн.вых}} - P_{\text{Опт.сигн.вх}}}{P_{\text{Опт.накачки}}}$$

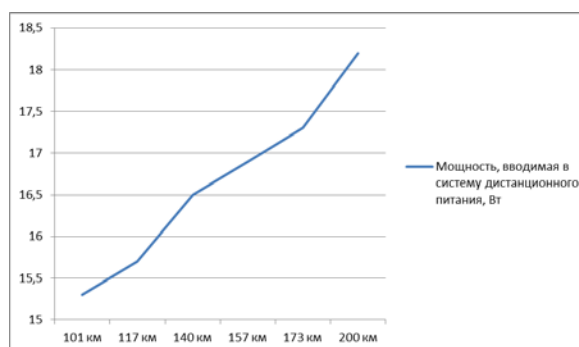


Рис. 1. Зависимость мощности, вводимой в систему дистанционного питания лазера накачки от расстояния с учетом длины волны системы передачи

Для обеспечения наилучшей величины P_{CE} надо обеспечить максимальную разность уровней между выходным и входным сигналами при минимальной выходной оптической мощности лазера накачки [5].

Энергия накачки может предоставляться в виде света, электрического тока, энергии химической или ядерной реакций, тепловой или механической энергии. В приведенном примере энергия накачки доставляется в виде электрического тока. Оптическая мощность накачки должна превышать порог генерации лазера, при этом её величина находится в пределах от 10,5 до 100 мВт (180 мВт для длины волны накачки 980 нм) [5]. Такая мощность обеспечивается при рабочем токе накачки от 130 мА. Тогда мощность, вводимая в систему, составляет 11 Вт при напряжении 85 В и токе 0,13 А.

Список используемых источников

1. РД45.047-99. Линии передачи волоконно-оптические на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России. Техническая эксплуатация. Минсвязи России. М., 1999.
2. Гроднев И. И., Верник С. М. Линии связи : учебник для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1988. 544 с.
3. РД45.286-2002. Аппаратура волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением. Минсвязи России. М., 2002.
4. Курков А. С., Наний О. Е. Эрбиевые волоконно-оптические усилители // LIGHTWAVE russian edition. 2003. № 1. С. 14
5. Скляр О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи. М. : СОЛОН-Пресс, 2004. 272 с.: ил.

УДК 621.372.54
ГРНТИ 47.05.05

ОЦЕНКА СТАБИЛЬНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ЛС-ФИЛЬТРА

В. В. Сергеев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Показано, что для реактивных фильтров нижних частот максимальное – в рабочей области – изменение затухания, обусловленное нестабильностью параметров элементов, соответствует граничной частоте полосы пропускания и оценивается с помощью номинальной функции затухания. Обоснован метод компенсации указанных изменений за счет уменьшения рабочей области по сравнению с полосы пропускания фильтра.

реактивный фильтр, отклонения параметров элементов, нестабильность функций.

Анализ и повышение стабильности характеристик фильтрующих цепей является обязательным этапом современного проектирования радиотехнических устройств.

Рассмотрим кратко механизм дестабилизации параметров индуктивностей и емкостей LC-фильтра. Относительные отклонения параметров, обусловленные влиянием дестабилизирующих факторов, определяются соотношением [1]: $\Delta l_i / l_i = \alpha_i \Delta \theta$, $i = 1, 2, \dots, N$, где $\Delta \theta = \theta - \theta_0$ – отклонение дестабилизирующего фактора (например, температуры) от нормального значения θ_0 ; α_i – фактор влияния (например, температурный коэффициент) элемента l_i ; N – количество реактивных элементов фильтра.

В качестве дестабилизирующих факторов, кроме температуры, могут рассматриваться влажность, старение элементов и другие. Воздействие множества случайных факторов на технологический процесс производства радиоэлементов приводит к рассеянию величин их параметров, включая температурные и другие коэффициенты, которые становятся случайными величинами.

Будем предполагать, что факторы влияния являются независимыми случайными величинами с нормальными законами распределения, со средними значениями α_{i0} и дисперсиями d_{i0}^2 (d_{i0} – среднеквадратическое отклонение). При этом отклонения параметров также будут подчиняться нормальному закону распределения.

Предположим, что отклонение дестабилизирующегося фактора $\Delta \theta$ может принимать любые значения из некоторого промежутка $[-\Delta \theta_m, \Delta \theta_m]$. Тогда среднее значение и дисперсия отклонения параметра могут быть представлены в виде:

$$M \left[\frac{\Delta l_i}{l_i} \right] = \lambda m_i; \quad D \left[\frac{\Delta l_i}{l_i} \right] = \lambda \sigma_i^2, \quad (1)$$

где $m_i = \alpha_{i0} \Delta \theta_m$; $\sigma_i^2 = d_{i0}^2 \Delta \theta_m^2$ – предельные среднее значение и дисперсия относительного отклонения i – того параметра; λ – коэффициент дестабилизации, изменяющийся в пределах $[-1, 1]$.

Важно заметить, что принятый механизм дестабилизации позволяет учесть непрерывное и циклическое (в определенных пределах) изменение параметров в процессе эксплуатации фильтра. Если принять $\lambda = 1$ и $\sigma_i = 0$, то соотношения (1) будут соответствовать детерминированному разбросу параметров, а при $\lambda = 1$ и $m_i = 0$ – производственным допускам на элементы.

Далее введем некоторые ограничения, обусловленные спецификой проектирования LC-фильтров. Во многих практически важных случаях разброс коэффициентов влияния пренебрежимо мал и можно принять в (1) $\sigma_i \approx 0$. Кроме того, LC-фильтры, как правило, выполняются из однотипных

элементов, которые находятся в примерно одинаковых условиях относительно влияния дестабилизирующих факторов. Поэтому отклонения параметров элементов одного вида одинаковы, то есть для всех емкостей предельные значения среднего отклонения $m_i = m_C$, а для всех индуктивностей m_L .

Наконец, для функций лестничных реактивных фильтров суммарное влияние отклонений емкостей примерно равно суммарному влиянию отклонений индуктивностей [1, 2]. На этом основании можно в соотношении (1) принять $m_i = m_{LC} = 0,5(m_C + m_L)$. С практической точки зрения, введенные ограничения вполне приемлемы для оценочных расчетов.

При принятых условиях изменяющиеся параметры индуктивностей и емкостей фильтра можно представить в виде:

$$\frac{\Delta l_i}{l_i} = \lambda m_{LC}; \quad i = 1, 2, \dots, N; \quad \lambda \in [-1, 1]. \quad (2)$$

Заметим, что для фиксированного значения λ (из заданного промежутка) относительные отклонения параметров всех емкостей и всех индуктивностей одинаковые. Это, как было отмечено, определенное допущение, которое несколько компенсируется изменяющимся характером указанных отклонений. И главное, что для таких отклонений параметров элементов можно воспользоваться инвариантами вариаций функций LC-фильтров [1], что позволяет предложить простой метод оценки стабильности характеристик фильтра и определить пути ее увеличения.

Для фильтрующих цепей основной является функция затухания (ослабления), поэтому рассмотрим инварианты вариаций для этой функции. Как показано в [1], варьированная под действием одинаковых относительных изменений $\Delta l / l$ реактивных элементов функция затухания $a_v(\Omega)$ определяется номинальной функцией $a(\Omega)$, а именно:

$$a_v(\Omega) = a(v\Omega); \quad v = \left(1 + \frac{\Delta l}{l}\right), \quad (3)$$

где Ω – нормированная частота. Для нашего рассмотрения, согласно (2), $v = (1 + \lambda m_{LC})$.

Далее будем рассматривать LC-фильтры прототипы нижних частот (ФПНЧ) с нормированными параметрами, которые представлены в справочниках, например, в [3]. Анализ и использование соотношения (3) будем рассматривать на конкретном примере, а именно ФПНЧ Чебышева порядка $N = 7$ с неравномерностью $\Delta a = 0,28$ дБ характеристики затухания в полосе пропускания, то есть при $\Omega \leq 1$. Неравномерность Δa является наиболее чувствительным параметром при отклонениях параметров элементов. На рис. 1. приведена номинальная характеристика затухания указанного фильтра (красная линия). За пределами полосы пропускания при $\Omega > 1$ характеристика имеет нарастающий характер, и крутизна этого нарастания

увеличивается с увеличением порядка фильтра. Следовательно, согласно (3), наиболее существенные изменения характеристики затухания будут происходить вблизи граничной частоты, а максимальные – на граничной частоте $\Omega = 1$.

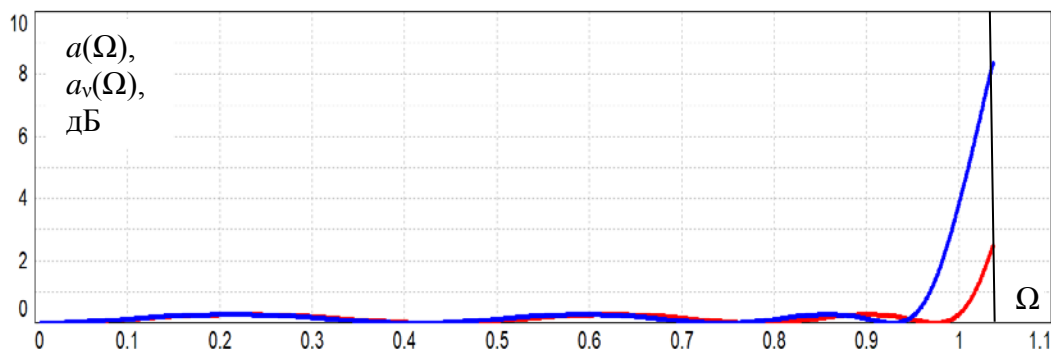


Рис. 1. Функция затухания фильтра Чебышева $n = 7$, $\Delta a = 0,28$ дБ (красная кривая) и его варьированное критическое затухание при $m_{LC} = 0,05$ (синяя кривая)

Таким образом, варьированная функция $a_v(\Omega)$ в полосе пропускания вблизи граничной частоты может принимать значения, существенно превышающие допустимое значение Δa .

На рис. 1 вместе с номинальной приведена варьированная критическая функция $a_v(\Omega)$ при $m_{LC} = 0,05$ (5 %) и $\lambda = 1$ ($\nu = 1,05$). Напомним, что коэффициент дестабилизации λ изменяется в пределах $[-1, 1]$. Очевидно, что критический случай с наибольшими отклонениями функции затухания, согласно (3), будет соответствовать именно $\lambda = 1$. Допустимая неравномерность Δa в рассматриваемом примере равна 0,28 дБ. Для варьированной критической функции этот параметр возрастает до 3,85 дБ. Это увеличение можно определить по номинальной характеристике при $\Omega = \nu = 1,05$ (переменная $\nu\Omega$ в (3) при $\Omega = 1$). На этой частоте $a(\Omega) = 3,85$ дБ. Таким образом, по номинальной характеристике можно произвести оценку изменения неравномерности Δa при заданных отклонениях параметров. Очевидно, что при увеличении отклонения параметров, то есть m_{LC} , будет увеличиваться и неравномерность Δa .

Проведенный анализ позволяет предложить метод компенсации изменений характеристики затухания в полосе пропускания, а именно, для того чтобы не было увеличения неравномерности Δa необходимо несколько увеличить полосу пропускания или, что то же самое, уменьшить рабочую полосу частот по сравнению с полосой пропускания. Это нужно сделать таким образом, чтобы варьированная критическая функция затухания не захватывала область номинальной характеристики с $\Omega > 1$, то есть, чтобы переменная $\nu\Omega$ удовлетворяла неравенству $(\nu\Omega) \leq 1$. Для этого достаточно граничную частоту полосы пропускания исходного ФПНЧ перенести в точку $\Omega = 1/\nu$. Тогда на границе полосы пропускания переменная $(\nu\Omega)$ будет равна

1 и затухание варьированной критической функции затухания будет равно Δa , то есть не произойдет увеличение затухания в полосе пропускания.

Описанная корректировка равносильна изменению нормировки по частоте. При этом, чтобы получить нормированные параметры элементов скорректированного фильтра необходимо нормированные параметры L и C исходного ФПНЧ (взяты из справочника) разделить на коэффициент $\nu = (1 + m_{LC})$ (в нашем примере $\nu = 1,05$). Для рассматриваемого примера такой скорректированный ФПНЧ был получен. Его номинальная и варьированная критическая (при $\lambda = 1$) функции затухания в полосе пропускания представлены на рис. 2.

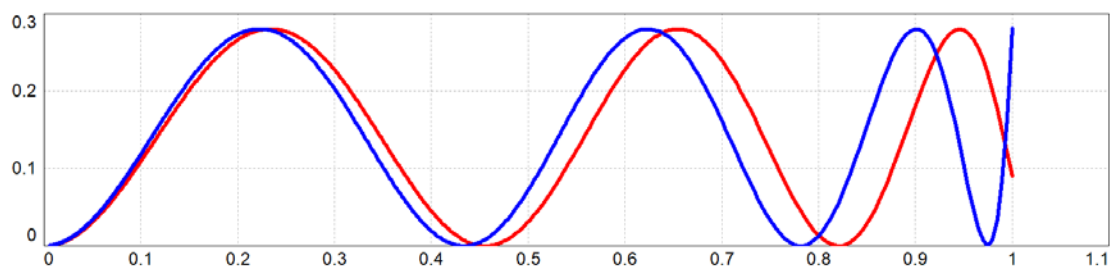


Рис. 2. Функция затухания скорректированного фильтра (красная кривая) и его варьированное критическое затухание при $m_{LC} = 0,05$ (синяя кривая).

Как видно, варьированная критическая кривая уже не имеет увеличения неравномерности затухания в полосе пропускания по сравнению с номинальной кривой.

Необходимо отметить, что номинальная характеристика затухания, скорректированного ФПНЧ естественно будет иметь меньшие значения затухания в полосе задерживания по сравнению с исходным фильтром. Так для рассматриваемого примера на частоте $\Omega_k = 1,5$ имеем 40,7 дБ для исходного и 36,6 дБ для скорректированного ФПНЧ. Однако данный здесь подход позволяет определить на какую минимальную величину необходимо изменить граничную частоту (для получения компенсации увеличения неравномерности затухания) что позволяет также одновременно минимизировать и указанные потери затухания в полосе задерживания.

В заключении отметим, что на основании свойств инвариантности вариаций функций фильтрующих цепей, а также на основании аналогичных свойств инвариантности суммарных показателей чувствительности функций цепей в [1] разработаны методы оптимального синтеза фильтрующих цепей со стабильными частотными и временными характеристиками.

Список используемых источников

1. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. 2-е изд., стереотип. М. : Горячая линия – Телеком, 2016. 424 с.

2. Сергеев В. В. Теория электрически цепей. Расчет LC-фильтров с учетом эксплуатационных показателей : учебное пособие. 2-е изд., стереотип. СПб. : Лань, 2022, 116 с.

3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров : пер. с нем. под ред. Н. Н. Слепова. М. : Радио и связь, 1983. 752 с.

УДК 621.37

ГРНТИ 47.33.29

НЕКОРРЕКТНОСТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА РАБОТЫ МОДЕЛИ ДИОДА В SPICE ПРОГРАММАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Д. В. Шушпанов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Основным элементом в ключевых схемах является полупроводниковый диод. Он используется как отдельный выпрямительный элемент, так и является составной частью практически каждого силового транзистора. Поэтому для корректного расчета ключевого преобразователя напряжения – потери, КПД, пульсации – необходимо корректно рассчитать токи и напряжения при переключении диода. Рассматриваются расхождения результатов моделирования и экспериментального макета простейшего неуправляемого ключа, использующего различные типы диодов.

диод, схема замещения, обратное время восстановления диода, емкость диода.

С развитием полупроводниковой базы (высокоскоростные транзисторы, диоды) всё более остро стоит вопрос моделирования радиоэлектронных устройств, состоящих из этой компонентной базы. Развитие ключевых методов усиления сигналов (переключение при нуле напряжения, переключение при нуле тока и т. д.) и увеличение частоты переключения ключевых приборов приводит к необходимости в корректном моделировании как медленных процессов (переходные процессы ниже частоты переключения), так и быстрых процессов (переходные процессы, проходящие при переключении ключевых приборов). Поэтому вопрос корректного моделирования переходных процессов в ключевых устройствах становится всё более актуальней. В данной работе рассматривается ключевая работа диода на макете и в программе моделирования Micro-CAP v.12.

В состав макета (схема испытаний) входил генератор прямоугольных импульсов и RD-цепь (рис. 1). В качестве генератора прямоугольных импульсов использовался встроенный генератор измерительного прибора

HANDYSCOPE HS3. Поэтому в схеме замещения данного генератора используется источник напряжения с внутренним сопротивлением 50 Ом (рис. 1). Напряжение генератора прямоугольных импульсов менялось от -7 до $+7$ В с частотой 100 кГц и длительность импульса 4,8 мкс (фронт включения 50 нс и фронт выключения 75 нс определялись из измерений) В качестве RD-цепи (рис. 1) использовалось сопротивление 100 Ом и 3 различных диода: 1N4148 (ключевой маломощный диод), UF4005 (мощный «быстрый» ключевой диод) и 1N4007 (силовой выпрямительный диод). Измерялось: напряжение с выхода генератора, напряжение на резисторе 100 Ом (ток через диод) и с помощью математики осциллографа напряжение на диоде. В качестве осциллографа использовался 4-х канальный осциллограф TPS 2024B (200 МГц, $2 \cdot 10^6$ отсчетов за 1 с).

На рис. 1–7 приведены осциллограммы напряжений, снятые с осциллографа, и временные диаграммы, полученные на эквивалентной компьютерной модели схемы испытаний (рис. 1) при включении и выключении трех различных диодов.

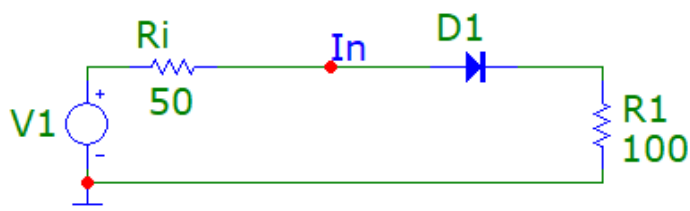
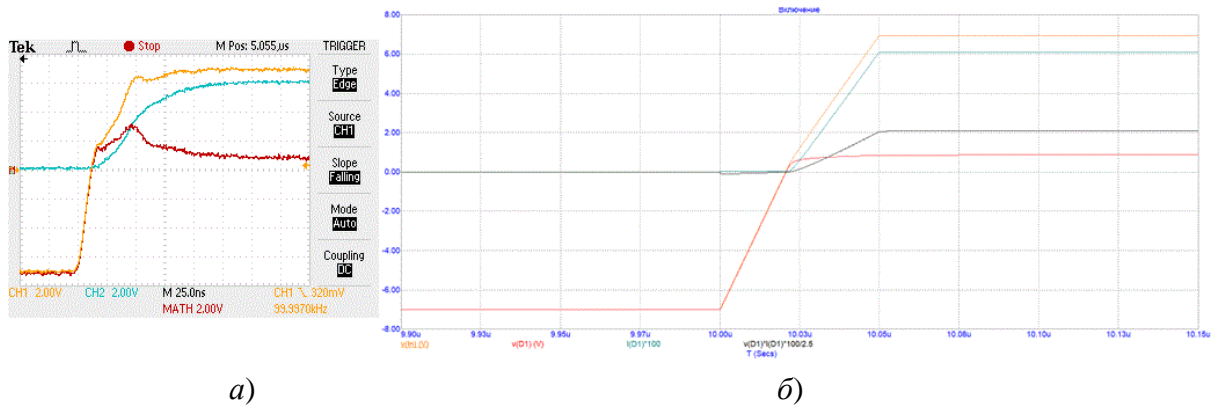


Рис. 1. Схема испытаний

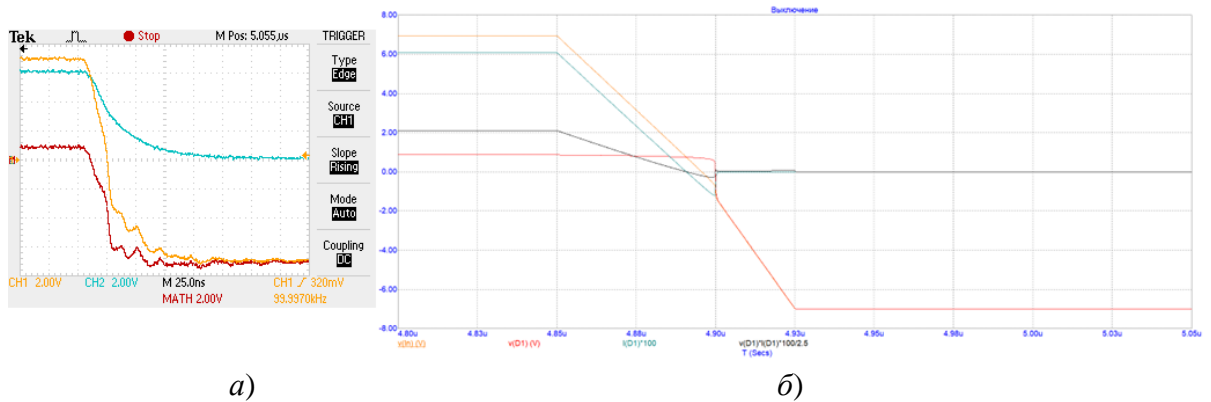
Для удобства сравнения экспериментальных и смоделированных кривых они представлены в одинаковых цветах: желтый – напряжение генератора, зеленый – напряжение на резисторе (ток через диод), красный – напряжение на диоде, черный – мощность, выделяемая на диоде (показана только в модели).

Из графиков напряжений при включении диода (рис. 2, 4, 6) видно, что только модель диода 1N4148 (рис. 2) близка к реальному диоду. В других же моделях диодах при закрытом состоянии диода (диод только намеривается открываться) начинает протекать ток, чего в реальности не происходит (рис. 4, 6). Это связано с тем, что модель диода представляется параллельным сопротивлением нелинейного резистора и нелинейной емкости [1], и поэтому в начале включения диода через эту емкость в модели диода начинает протекать ток. Кроме того, во всех диодах при включении скорость нарастания входного напряжения больше, чем скорость нарастания тока (рис. 2, 4, 6), т. е. происходит запаздывание тока по сравнению с напряжением. Это говорит о том, что в схеме замещения диода должна присутствовать индуктивность. Причем судя по осциллограммам (рис. 2, 4, 6) величина этой индуктивности порядка мкГн. Т. е. она не может быть паразитной индуктивностью провода, как это обычно объясняют [2]. Т.к. индуктивности в схеме замещения нет, то скорость нарастания тока и входного напряжения одинаковы, а также возникает ток в ещё запёртом диоде.

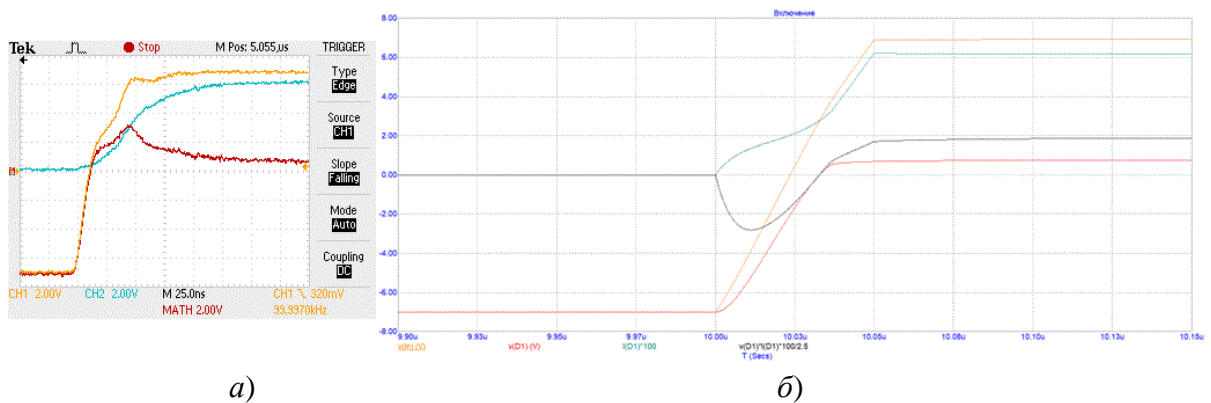
Из графиков напряжений при выключении диода (рис. 3, 5, 7) видно, что только модель диода 1N4148 (рис. 3), относительно близка к реальному диоду. Здесь также (как и в случае включения диода) осциллограммы показывают отставание тока от напряжения, а при использовании модели диода этого нет. Кроме того, модели диодов UF4005 и 1N4007 при выключении показывают значительно большую емкость, чем показывают полученные осциллограммы (рис. 5, 7). В дополнение, как видно из рис. 5, 7, у всех моделей отсутствует обратное время восстановления (рис. 7) или оно мало (рис. 5).



а) б)
Рис. 2. Включение диода 1N4148: а) измерение, б) модель



а) б)
Рис. 3. Выключение диода 1N4148: а) измерение, б) модель



а) б)
Рис. 4. Включение диода UF4005: а) измерение, б) модель

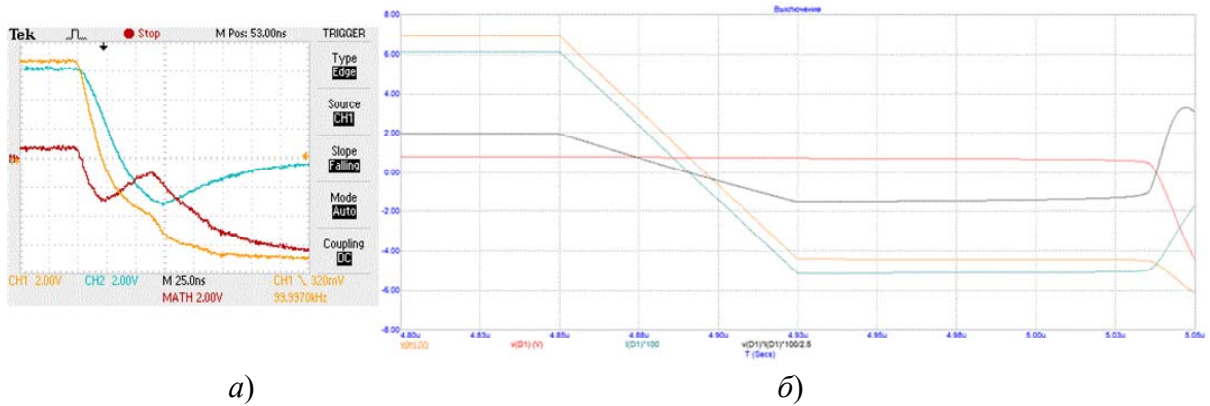


Рис. 5. Выключение диода UF4005: а) измерение, б) модель

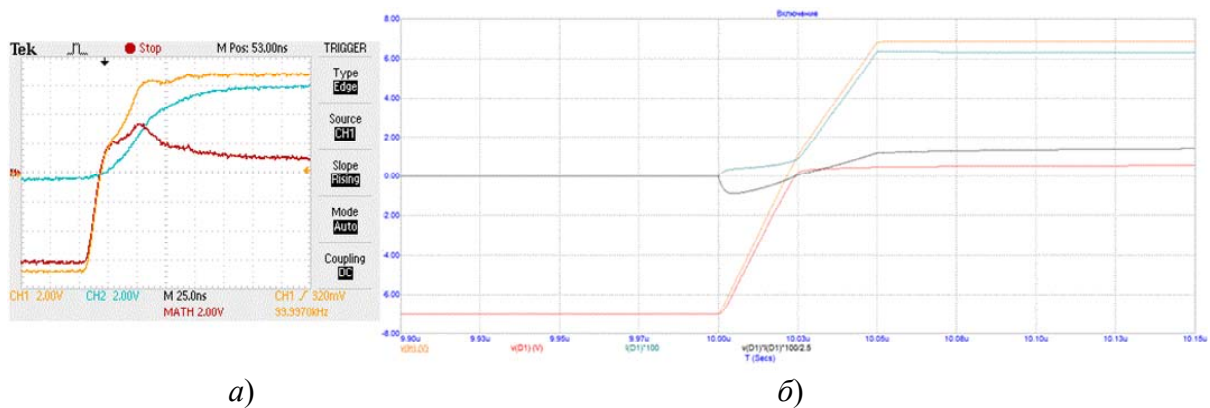


Рис. 6. Включение диода 1N4007: а) измерение, б) модель

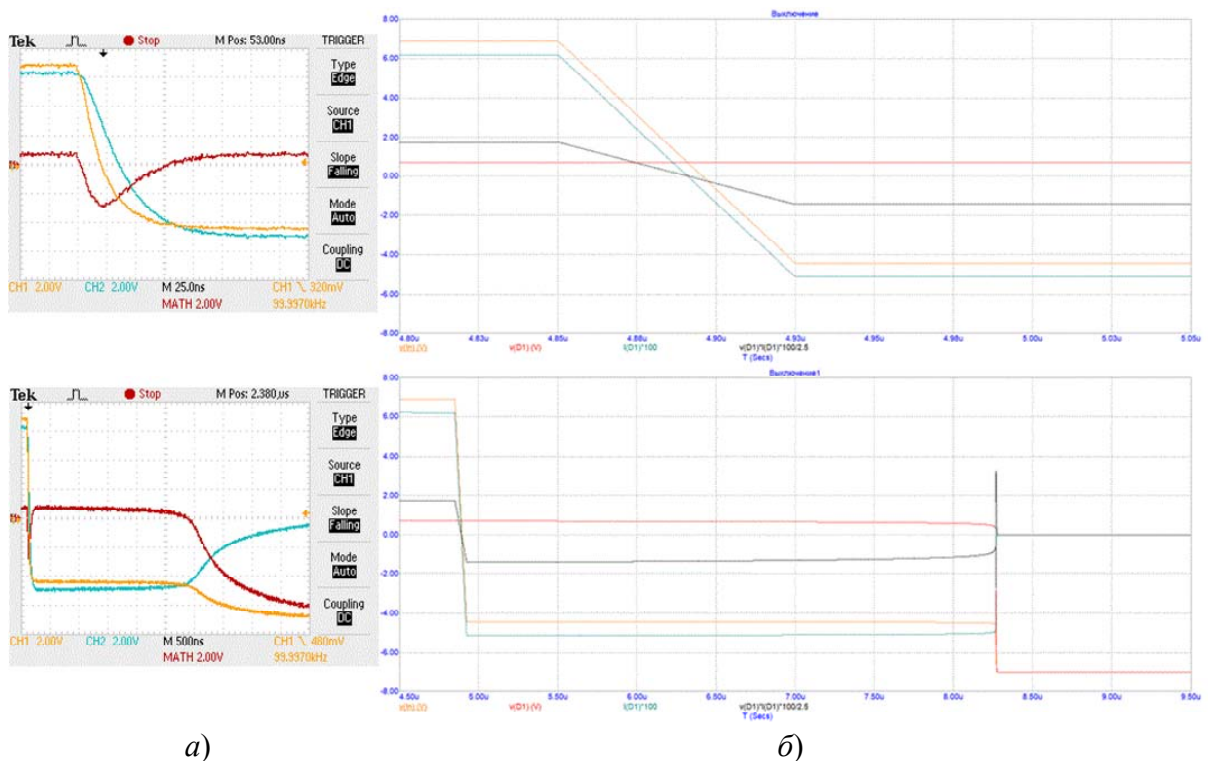


Рис. 7. Выключение диода 1N4007: а) измерение, б) модель

Таким образом из всего вышеперечисленного следует, что модель диода, используемая в программах моделирования, не отражает реальных физических процессов, возникающих в диоде в ключевом режиме работы. Поэтому для корректного моделирования ключевых схем необходимо создать новую модель диода для ключевого режима работы диода.

Список используемых источников

1. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-CAP. Версии 9, 10. Смоленск : Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012. 617 с.
2. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника : учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. 632 с.

СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

УДК 681.75
ГРНТИ 49.44.31

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Р. Г. Ахундов¹, А. Г. Гасанов¹, Б. Г. Ибрагимов², Я. С. Исаев¹

¹Национальный университет обороны, Азербайджанская Республика

²Азербайджанский технический университет

Проанализированы методы повышения помехоустойчивости волоконно-оптических линий связи в системах связи специального назначения при использовании технологии мультиплексированием по длинам волны WDM. Исследованы оптическое отношение сигнал/шум OSNR на выходе линии передачи, формат модуляции, скорость передачи сигналов по каналам связи, чувствительности приемника, коэффициента ошибок и Q-фактора. Получены важные аналитические выражения, оценивающие характеристики помехоустойчивости приема оптических сигналов с учетом спектральных и энергетических показателей волоконно-оптических линий связи в системах связи специального назначения.

помехоустойчивость, демодулятор, вероятность битовой ошибки, WDM, непреднамеренные помехи, оптические отношения сигнал/шум, спектральная эффективность.

Проведенные исследования и анализ показали [1, 2], что одним из основных преимуществ технологии спектрального разделения каналов оптических систем, функционирующих в многопользовательском спектральном волновом режиме, заключается в возможности организации широкополосных многоканальных систем связи с помехоустойчивостью при эффективного использования сетевых ресурсов.

Для обеспечения помехоустойчивости оптических систем с использованием волоконно-оптических линий связи требует выбора оптимальной стратегии технического обслуживания канальных средств с использованием высокоэффективных спектральных технологии. К ним относятся следующие информационных волоконно-оптических технологий WDM/DWDM

и HDWDM (*Wavelength Division Multiplexing/Dense WDM*&High Dense WDM) с длиной волны $\lambda_i = 0.85, \dots, 1.55 \text{ mkm}$ [3, 4, 5]. В данном случае, для волоконно-оптических линий связи, основным элементом которых являются приемные оптические модули, волоконно-оптические кабели и передающие оптические модули.

Следует отметить, что по мере увеличения скорости передачи информации $V_b(\lambda_i) \rightarrow \max_i[V_b(\lambda_i)]$ и переходе от 2,5 к 10 и 40 Gbps, а также увеличении максимального расстояния передачи $L \rightarrow L_{\text{ВОК}} \rightarrow L_{\text{max}}$ без регенерации (здесь $L_{\text{ВОК}}$ – максимальная длина между операционных усилителей) задача уменьшения величины $OSNR(\lambda_i)$ (*Optical Signal – to Noise Rate*) требуемого $OSNR(L, \lambda_i, P_s)$ становится одной из важнейших в оптических системах связи специального назначения [1, 2, 6]. Кроме того, существует несколько путей решения данной задачи, не зависящих от скорости и формата передачи данных, таких как оптимизация параметров передатчика, улучшение алгоритмов коррекции ошибок (FEC – *Forward Error Correction*) и оптимизация параметров приемника [2, 4, 7].

Таким образом, данная работа посвящена исследованию методов и средств повышения помехоустойчивости волоконно-оптических линий связи в оптических системах связи специального назначения с использованием спектрального мультиплексирования оптических сигналов с разделением каналов связи.

Создание помехоустойчивых ВОЛС в системах связи с повышенной пропускной способностью, работающих по цифровым оптическим каналам связи с внедрением спектральных технологий, будет способствовать повышению достоверности передачи приема оптических сигналов.

В современных ВОЛС с использованием спектральных технологий в основном определяется достоверность передачи цифровых оптических сигналов и вероятность битовой ошибки при заданной помехе, которые в виде целевых функций описываются следующим образом:

$$D_{EF.}(\lambda_i) = W[\max_{\lambda_i} R_N(\lambda_i, N_k)], \quad i = \overline{1, n} \quad (1)$$

при следующих ограничениях:

$$V_b(\lambda_i) \geq V_{b.\text{доп.}}(\lambda_i), \quad OSNR(\lambda_i) \geq OSNR_{\text{доп.}}(\lambda_i), \quad C_{\text{ан.}}(\lambda_i) \leq C_{\text{ан.доп.}}(\lambda_i), \quad i = \overline{1, n}, \quad (2)$$

где $R_N(\lambda_i, N_k)$ – коэффициент эффективного использования сетевых ресурсов волоконно-оптических линий связи при использовании спектральных технологий с учетом число каналов N_k и длиной волны λ_i , $i = \overline{1, n}$; $V_b(\lambda_i)$ – битовая скорость передачи оптических сигналов по ВОЛС; $C_{\text{ан}}(\lambda_i)$ – стоимость линий передачи оптических сигналов и программно-аппаратных

средств ВОЛС с использованием волоконно-оптических кабеля (ВОК), приемные и передающие оптические модули; $OSNR(\lambda_i)$ – оптическое отношение сигнал-шума ($OSNR$, *Optical Signal to Noise Rate*) на волоконно-оптические линии связи с учетом длиной волны λ_i , $i = \overline{1, n}$; $OSNR_{\text{доп.}}(\lambda_i)$, $V_{b.\text{доп.}}(\lambda_i)$ и $C_{\text{ан.доп.}}(\lambda_i)$ – допустимые значения оптического отношения сигнал-шума, битовая скорость передачи оптических сигналов и стоимость линий передачи оптических сигналов и программно-аппаратных средств волоконно-оптические линии связи с учетом длиной волны λ_i , $i = \overline{1, n}$.

В оптических системах связи важным показателем волоконно-оптические линии связи являются $SNR_{\text{out.}}(E_b, \lambda_i, N_0)$ – оптическое отношение сигнал-шума на выхода ВОЛС, $OSNR$ (*Optical Signal to Noise Rate*) с учетом энергии битового сигнала E_b и спектральная плотность мощности шума N_0 , которые характеризуют ресурсы системы и комплексные показатели качества связи при использовании длины волны λ_i и выражается следующим образом:

$$SNR_{\text{out.}}(E_b, \lambda_i, N_0) = OSNR_T(P_S) + \Delta\alpha_Z, \quad i = \overline{1, n}, \quad (3)$$

где $OSNR_T(P_S)$ – величина $OSNR$, требуемая приемнику для приема сигнала с коэффициентом ошибок P_{BER} , не превышающим некоторый заданный уровень $P_{BER} = (10^{-10}, \dots, 10^{-12}) \leq P_{BER}^{\text{доп.}}$; $\Delta\alpha_Z$ – коэффициент запас [2, 5], обычно берется в пределах 3, ..., 5 dB.

Выражения (1)–(3) описывают сущность рассматриваемого нового подхода с учетом комплексных показателей ВОЛС, на основе которого предлагается метод расчета помехоустойчивости приема оптических сигналов в оптических системах связи специального назначения с использованием спектрального мультиплексирования оптических сигналов с разделением каналов связи. Кроме того, выражения (1)–(3) определяют возможности метода расчета показателей помехоустойчивости ВОЛС с учетом передаточных характеристик ВОЛС на базе спектральных технологий и являются простой аналитической записью функции достоверности оптических систем при оценке их достоверности функционирования.

Известно, что алгоритм работы WDM и DWDM базируется технология мультиплексирования по длинам волны и основан на том, что по одному волокну можно передавать оптические сигналы на многих длинах волн. При этом емкость оптической линии $E_c(t, \lambda_i)$ можно наращивать, увеличивая как битовая скорость передачи $V_b(t, \lambda_i)$, так и число каналов N_k системы, которое выражается следующим образом:

$$E_c(\lambda_i) = N_k \cdot V_b(\lambda_i), \quad i = \overline{1, n}. \quad (4)$$

С целью выполнения целевой функции (1) для помехоустойчивости функционирования ВОЛС и их заданные ограничения (2) и (3) необходимо исследовать [1, 2, 7, 8]:

- эффективные методы и алгоритмы приема оптических сигналов с использованием спектрального мультиплексирования длина волны с разделением каналов связи;
- способы реализации оптических сигнально-кодовых конструкций;
- методы и средства повышения отношения оптического сигнал-шума $SNR(E_b, \lambda_i, N_0)$ на входе приемника;
- эффективные алгоритмы декодирования с исправлением ошибок и схемные решения приемных оптических модулей.

Таким образом, в результате исследования методов и средств повышения помехоустойчивости волоконно-оптических линий связи в системах связи специального назначения при использовании спектрального мультиплексирования по длинам волны, предложен метод расчета показателей достоверности передачи оптических сигналов WDM и DWDM системы.

На основе методов расчета получены аналитические выражение для оценки помехоустойчивости WDM и DWDM системы, при использовании спектральная эффективность, форматов модуляции и вероятность битовых ошибок.

Список используемых источников

1. Ibrahimov B. G., Hasanov M. H. Research and analysis of indicators optical telecommunication networks based on PON, WDM and DWDM technology // 2020 International Conference «Engineering Management of Communication and Technology» IEEE Conference Record #49634, Vienna, Austria – Springer Schloessl. (October 20–22), 2020. pp. 1–4.
2. Листвин В. Н., Трещиков В. Н. DWDM-системы. М. : Техносфера, 2015. 256 с.
3. Bayram G. Ibrahimov, Faxri I. Huseynov. Research and analysis mathematical model for evaluating noise immunity in telecommunication system // Synchroninfo Journal, IEEE Austria Section, No. 1, 2020. PP. 2–6. DOI: 10.36724/2664-066X-2020-6-1-2-6.
4. Portnov E. L., Fatkhulin T. D. Technologies aimed at achieving high speed transmission in modern coherent DWDM communication systems // T-Comm. 2015. Vol. 9. No. 8. PP. 34–37.
5. Ибрагимов Б. Г., Исмаилова С. Р., Джафарова Э. М. Исследование производительности линий волоконно-оптических систем передачи на базе WDM и DWDM технологий // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ. Т. 1. 2021. С. 406–410.
6. Fatkhulin, T. Leokhin. Yu. Evaluation of Service Availability in software-defined optical network // Proceeding of 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 1–6 (2021). doi: 0.1109/IEEECONF51389.2021.9416122.
7. Ибрагимов Б. Г., Тагиев А. Д., Оруджева М. Я. Исследование характеристик помехоустойчивости приема когерентного модема в системе связи // Труды международной научно-технической конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы – 2021». МГУСИ, 13–15 декабря 2021. М., 2021. С. 102–103.
8. Chomez V. Planning Fiber Optic Networks. New-York : McGraw-Hill. 2009. 400 p.

УДК 004.654
ГРНТИ 20.53.17

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

М. А. Бирюков¹, В. В. Николаев², Д. А. Ренсков², И. Б. Саенко²

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Описывается сетевая структура единого информационного пространства и его составляющие, лежащие в основе построения концептуальной модели. Данная модель с описанной архитектурой может быть рассмотрена в виде системы массового обслуживания. Описывается схема, которая моделирует представленную выше сетевую структуру и процесс получения доступа к информационным ресурсам единого информационного пространства.

единое информационное пространство, концептуальная модель, информационные ресурсы, оптимизация распределения ресурсов.

В настоящее время развитие инфотелекоммуникационной сферы критически важных информационных систем специального назначения (КВИС СН) происходит во многих направлениях, в том числе и в области совершенствования информационного пространства, объединяющего информационные ресурсы (ИР) предметной области в единое информационное пространство (ЕИП). Согласно концепции развития ЕИП создаваемое ЕИП должно выполнять следующие задачи [1]:

- предоставление пользователям своевременного и безопасного доступа к любому ИР из любой точки ЕИП с учетом разграничения прав доступа;
- обеспечение устойчивости ИР к воздействию на них всевозможных неблагоприятных факторов;
- наличие возможности у пользователей запрашивать ИР как на чтение, так и на модификацию.

Эффективное выполнение данных задач характеризует степень достижения цели создания ЕИП. В тоже время эффективность функционирования ЕИП может быть достигнута благодаря повышению показателей своевременности за счет оптимального распределения ИР по узлам.

Для возможности исследовать процесс функционирования ЕИП необходимо построить модель [2], которая в последствии позволит рассчитать необходимые для задачи исследования показатели.

Предположим, что имеется инфотелекоммуникационная сеть (ИТКС) с произвольной топологией, имеющая информационную связность «каждый с каждым» (рис. 1). Имеются узлы, объединенные в информационное пространство посредством каналов связи ИТКС. Узлы можно условно разделить на два вида: активные и пассивные. Активные узлы включают в свой состав:

- пользователей, которые могут осуществлять запросы на доступ к ИР ЕИП, причем в качестве пользователей ЕИП могут рассматриваться любые гетерогенные устройства [3];
- сервер информационных ресурсов (СИР);
- сервер метаданных (СМД);
- сервер управления маршрутизацией (СУМ).

Пассивные узлы не осуществляют запросы, выступают только в роли хранилищ ИР и включают в свой состав только СУМ и СИР.

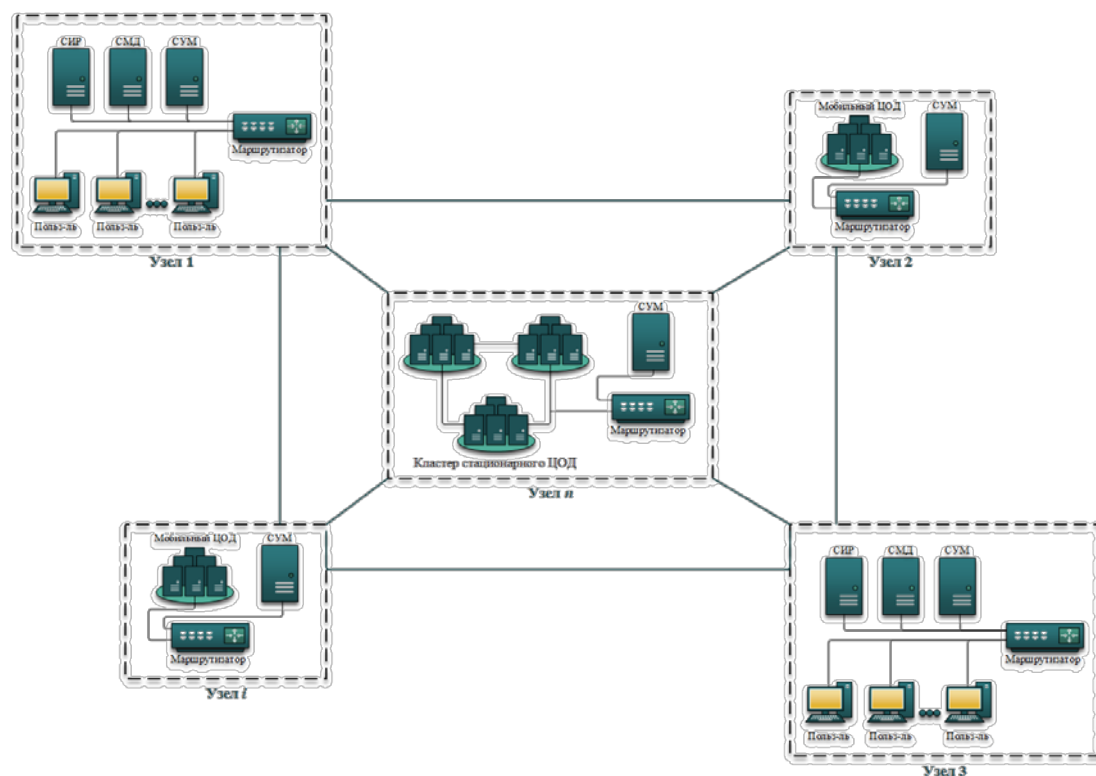


Рис. 1. Сетевая структура ЕИП

СУМ выполняет следующие задачи:

- прием запросов от пользователей;
- взаимодействие с сервером метаданных;
- перенаправление запроса на выбранный узел;
- прием ИР от узлов по запросу пользователей;

– перенаправление ИР конкретному пользователю, инициировавшему запрос.

СМД содержит план распределения ИР по узлам ЕИП. СИР непосредственно выступает в роли хранилища ИР пользователей данного узла.

Каждый запрос Q_l , создаваемый пользователем, предусматривает доступ к определенному ИР и представляет собой кортеж параметров:

$$Q_l = \langle U_i, A_j, F_k, U_s, \beta \rangle ,$$

где U_i – узел, на котором формируется запрос; A_j – пользователь i -го узла, формирующий данный запрос; F_k – k -й ИР, который запрашивает пользователь; U_s – узел, на котором располагается запрашиваемый ресурс (данное поле заполняется непосредственно на СУМ); β – тип запроса, который может быть двух видов: запрос только на чтение данного ИР либо запрос на модификацию ИР.

Все запросы попадают на СУМ, который обрабатывает служебную информацию, определяет, что это именно запрос на доступ к ИР, формирует свой служебный запрос и направляет его на СМД.

На СМД хранится план распределения ИР, согласно которому служебный запрос СУМ сопоставляет запрашиваемый ИР с местами его хранения и возвращает на СУМ ответ с одним или несколькими вариантами размещения ИР в ЕИП.

Далее СУМ просматривает свои служебные таблицы и определяет, на какой узел хранения из предложенных СМД лучше всего отправить запрос пользователя. При этом учитывается как загруженность узлов, так и информация об их доступности (техническом состоянии). Определив наилучший узел, СМД направляет на него запрос пользователя.

Запрос пользователя, поступив на узел, также сначала попадает на СУМ. Определив, что это запрос на доступ к ИР, СУМ формирует служебный запрос к СИР, который в свою очередь возвращает копию требуемого ИР. Далее возможны два варианта:

1) Если запрос был на чтение ИР, то его копия пересылается по каналам связи на узел, инициировавший запрос.

2) Если запрос был на модификацию ИР, то после пересылки копии ИР на инициировавший запрос узел производится модификация ИР и его обратная пересылка на узел, хранящий данный ИР, с последующей обратной отправкой квитанции о завершении модификации.

Вопрос построения модели функционирования ЕИП целесообразно рассматривать в рамках концепции теории массового обслуживания, а ЕИП представить в качестве сети массового обслуживания (СеМО), для чего необходимо ввести некоторые допущения:

– отсутствие в СеМО отказов, приоритезации трафика, использование в качестве дисциплины диспетчеризации тип диспетчеризации «Первый вошел – первый вышел» (FIFO);

– отсутствие в канале проблем, связанных со столкновениями и сегментацией сообщений, поскольку используемые протоколы сводят вероятность возникновения коллизий к минимуму;

– в систему поступает пуассоновский поток заявок, длительность интервала между которыми распределена по экспоненциальному закону. Использование такого входящего потока заявок обусловлено тем, что он служит для моделирования различных реальных процессов, в частности, формирование запросов пользователями в информационных системах, с достаточной для большинства процессов точностью и при этом упрощает решение задач СМО, связанных с расчетом их эффективности [4].

Описываемая модель изображена на рис. 2.

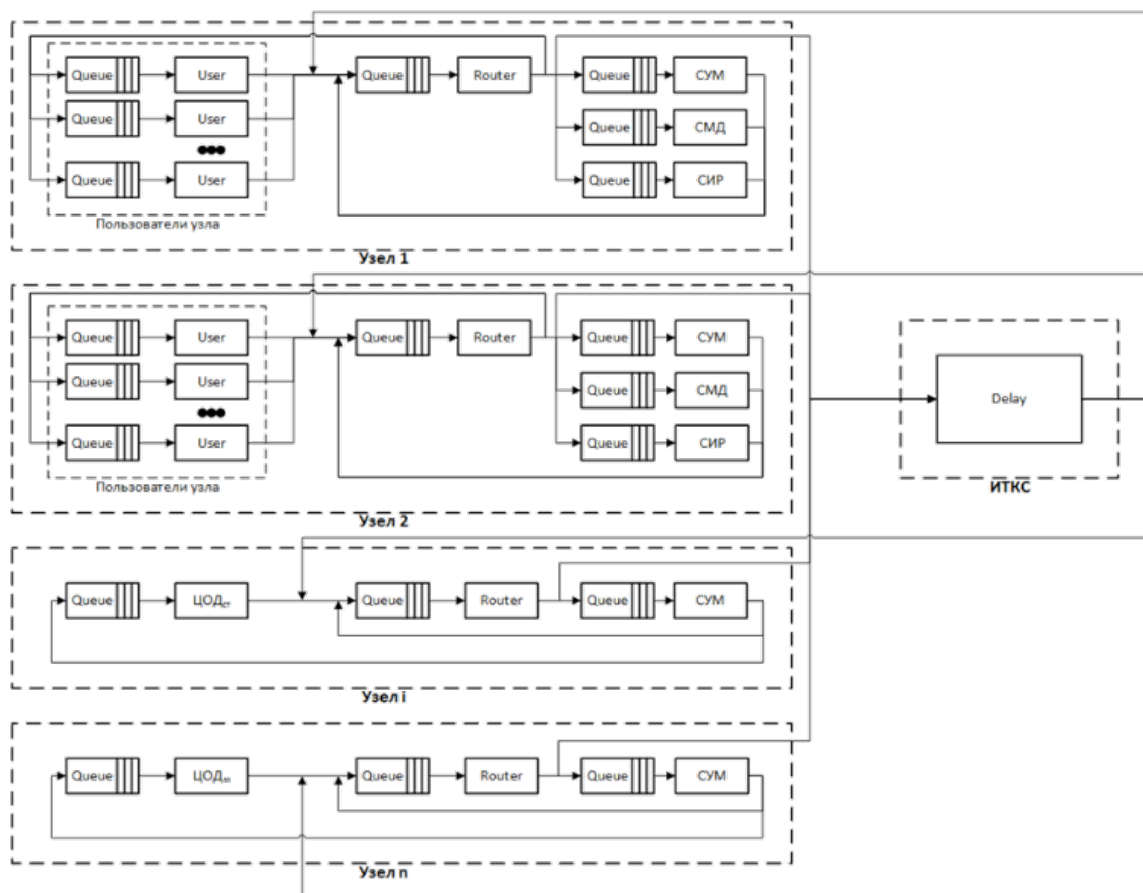


Рис. 2. Модель ЕИП

Модель состоит из следующих блоков:

- User – генераторы пользовательских запросов;
- Router – приборы, моделирующие маршрутизаторы узлов;
- Queue – блоки, имитирующие очереди;
- Delay – блок, моделирующий передачу запросов через ИТКС;

- СУМ, СМД и СИР – приборы, моделирующие серверы управления маршрутизацией, серверы метаданных и серверы информационных ресурсов соответственно;

- ЦОДст и ЦОДм – приборы, имитирующие работу центров обработки данных стационарных и мобильных.

Данная модель позволяет оценить такие характеристики системы как: среднее время реакции на запросы пользователей и среднее время реакции всей системы.

Определение времени реакции на запрос конкретного пользователя подразумевает применение декомпозиционного подхода [5], т. е. последовательно вычисляются временные составляющие пути прохождения запроса с момента его формирования до получения запрошенной копии ИР пользователем или до момента получения пользователем квитанции о завершении модификации ИР. Для этого вводятся следующие временные характеристики:

- время ожидания предоставления ресурсов канала;
- время передачи по каналу связи запросов (квитанций) к маршрутизатору узла и обработки в нем служебной информации;
- время ожидания запроса в буферной памяти серверов;
- время обработки запроса пользователя в серверах;
- время передачи запроса через ИТКС.

Таким образом, можно вычислить время выполнения запроса конкретного пользователя, затем время выполнения всех запросов данного пользователя и время реакции всей системы в целом на запросы всех пользователей. Зная их, можно использовать эти значения в качестве критерия оптимизации и подобрать такой план распределения ИР, который позволит пользователям за кратчайшее время получать доступ к ИР при выполнении ограничений на требование по устойчивости.

Список используемых источников

1. Козичев В. Н., Сухорутченко В. В., Каргин В. Н. Единое информационное пространство Вооруженных Сил Российской Федерации: определение, принципы и аспекты формирования // Военная мысль. 2022. № 5. С. 145–156.

2. Бирюков М. А., Михайличенко А. В., Николаев В. В., Саенко И. Б. О проблеме размещения информационных ресурсов в едином информационном пространстве // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО-2022). XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 1. С. 154–159.

3. Горобец В. В. Облачная модель транзакционной системы // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2013. № 4. С. 19–24.

4. Кингман Дж. Пуассоновские процессы. М. : МЦНМО, 2007. 136 с.

5. Черноморов Г. А. Теория принятия решений: учебное пособие. Юж.-Рос. гос техн ун-т. Новочеркасск : Ред. журн. «Изв. Вузов. Электромеханика», 2005. 448 с.

УДК 004.056.
ГРНТИ 81.93.29

ОБРАБОТКА ПЕРЕДАВАЕМОГО СИГНАЛА В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

**А. В. Бухарин, А. С. Ишимов, П. И. Кузин,
В. Н. Обердерфер, А. А. Тарасов**

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Статья посвящена проблемам качества передаваемого сигнала в системах связи и обслуживания разноприоритетного сетевого трафика в мультисервисных сетях связи военного назначения. Объемы информации, передаваемые органами военного управления, постоянно увеличиваются. При этом информация имеет различные требования, как по своевременности, достоверности доставки, так и по качеству ее обработки. В условиях воздействия противника зачастую снижаются возможности системы связи по обработке передаваемого трафика, что требует применения механизмов, обеспечивающих поддержание требуемого качества обслуживания абонентов. Предложен способ, который увеличит количество групп трафика, передаваемых с обеспеченным качеством обслуживания и повышенной степенью использования ресурсов узла коммутации.

мультисервисная сеть, разноприоритетный трафик, алгоритмы обслуживания очередей, инфокоммуникационные технологии.

Результаты исследований по возможностям системы связи на обработку передаваемого сигнала [1] показали, что одним из эффективных способов повышения качества обслуживания разноприоритетного трафика являются механизмы управления очередями, а именно алгоритмы организации и планирования очередей.

Проанализировав характеристики существующих алгоритмов организации и планирования очередей можно отметить, что их общими ограничениями являются следующие:

- не осуществляется одновременный контроль таких параметров качества обслуживания, как задержка передачи, джиттер передачи и коэффициент потерь пакетов;
- не обеспечивается высокая степень использования таких ресурсов узла коммутации (УК), как пропускная способность и буферное пространство УК для потоков трафика с динамически меняющейся интенсивностью поступления пакетов с течением времени [2].

Устранить данные недостатки можно путем динамического планирования распределения ресурсов УК в режиме реального времени в условиях большой загрузки.

Способ динамического распределения ресурсов узла коммутации мультисервисной сети связи военного назначения

Отличительной особенностью представленного способа является то, что распределение ресурсов УК производится не только между классами трафика, но и между всеми группами трафика, результатом чего является увеличение количества пользователей, информация которых передается через УК, удовлетворенных качеством обслуживания. Это достигается за счет более рационального использования ресурсов УК.

Целью оптимизации распределения ресурсов УК (рис. 1) является обеспечение качества передачи пакетов цифровой информации при изменении загрузки УК.

На вход входного буфера УК поступает трафик с интенсивностью $\lambda_{\text{общ}}$. Затем устройство классовой классификации (КК), используя информацию из заголовка пакета определяет каждый пакет по принадлежности к одному из классов $i \in [1, n]$, где n – количество классов трафика. В данном случае весь трафик поделен на два класса: трафик реального времени (речь, видео) и трафик данных. Далее с выхода классификатора пакеты в зависимости от принадлежности поступают в один из классовых буферов (КлБ), первый для трафика реального времени, второй для трафика данных [3].

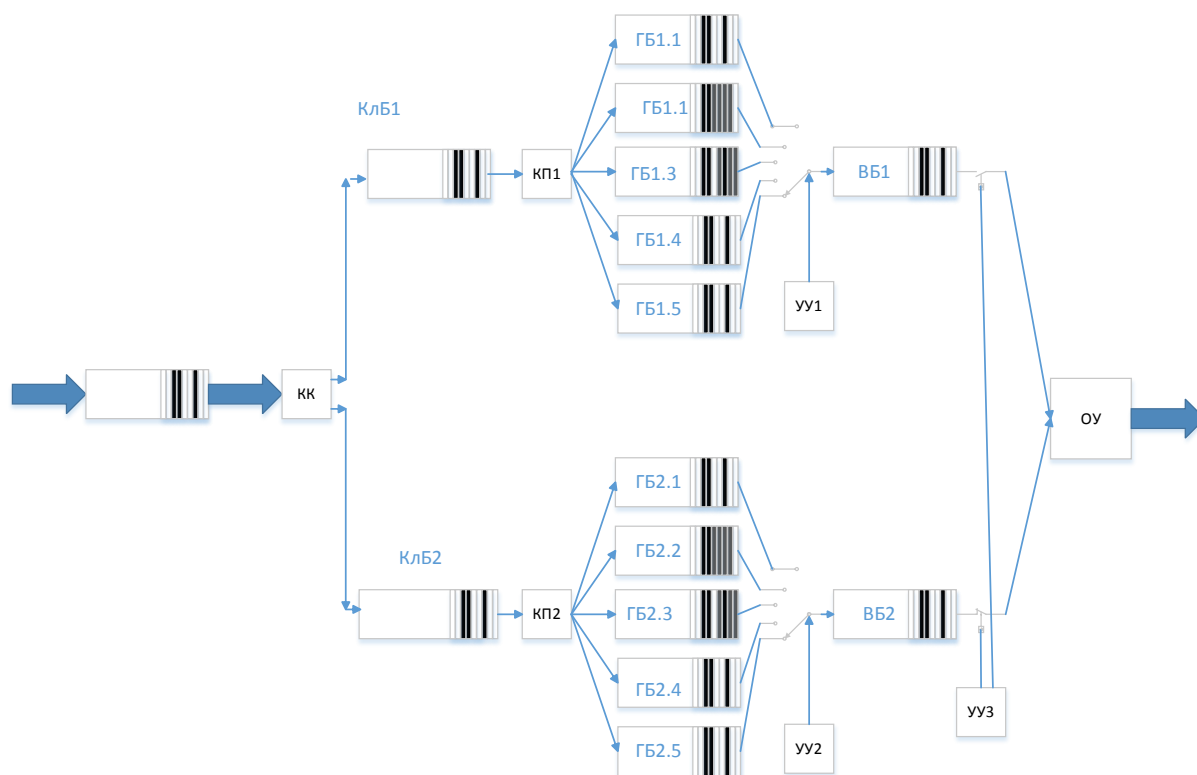


Рис. 1. Модель распределения трафика

С выхода классового буфера пакеты поступают каждый в свой классификатор по приоритетам (КП), который определяет приоритет пакета по соответствующему полю. Выход КП соединен с входами групповых буферов соответствующего класса и приоритета трафика (ГБ 1.1, ГБ 1.2, ... , ГБ 2.5). Данное деление позволяет регулировать качество обслуживания трафика как по классам, так и по приоритетам внутри каждого класса.

Выход каждого группового буфера соединен с выходным буфером (ВБ) своего класса, ВБ1 – трафик реального времени, ВБ 2 – трафик данных. Соединение выходов ГБ с ВБ осуществляется через первое и второе управляющее устройство (УУ), которые рассчитывают для каждого активного ГБ период времени Ω_{ij} в течении которого пакеты находящиеся в данном буфере будут поступать в ВБ 1 и ВБ 2 соответственно. Расчет времени будет происходить с учетом входных параметров: λ_{ij} – интенсивности поступления трафика каждой группы пользователей, μ – производительности УК и требований к качеству обслуживания каждого класса трафика [4].

Выход каждого ВБ соединен с обслуживающим устройством. Данное соединение осуществляется через третье управляющее устройство (УУ_3). В УУ_3 происходит расчет для каждого ВБ периода времени Ω_i , в течении которого пакеты, находящиеся в данном буфере, будут поступать в обслуживающее устройство. Расчет времени для каждого буфера происходит с учетом интенсивности поступления трафика каждого класса обслуживания.

В обслуживающем устройстве (ОУ) на основе анализа заголовка пакета согласно имеющимся таблицам маршрутизации осуществляется выбор пути следования пакетов.

Таким образом, входящий трафик сначала делится на n классов с интенсивностью поступления пакетов λ_i . Затем поступивший трафик каждого класса делится на m групп с интенсивностью поступления пакетов λ_{ij} , где i, j – номер класса трафика и номер группы (приоритета) пользователей соответственно.

В качестве ресурсов УК, выделенных i, j – потоку информации рассматривается система параметров ($\Omega_{ij}^{\text{выд}}$, $L_{ij}^{\text{выд}}$, $\Omega_i^{\text{выд}}$, $L_i^{\text{выд}}$), которые являются частями общего процессорного времени обслуживания g и буферного пространства УК [5].

Размер буферного пространства для определенной группы и класса (приоритета) трафика $L_{ij}^{\text{выд}}$, $L_i^{\text{выд}}$ определяется в соответствии со следующим выражением:

$$\begin{aligned} L_i^{\text{выд}} &= T_i^{\text{доп}} \cdot \Omega_i^{\text{выд}}, \\ L_{ij}^{\text{выд}} &= T_{ij}^{\text{доп}} \cdot \Omega_{ij}^{\text{выд}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Omega_{ij}^{\text{выд}}$, $\Omega_i^{\text{выд}}$ – периоды обслуживания группового и классового буферов; $T_i^{\text{доп}}$, $T_{ij}^{\text{доп}}$ – требования по задержке при передачи пакетов различного приоритета и класса.

Вывод выражения (1) приводиться в работе [6]. Физическим смыслом выделенного размера $L_{ij}^{\text{выд}}$ буфера УК является минимальный размер буферного пространства, который необходимо гарантировать i , j -му потоку трафика для передачи его пакетов через УК без потерь.

Для расчета времени обслуживания для групповых буферов (на примере пяти групповых буферов одного класса трафика) предположим, что пакеты с активных буферов поступают в выходной классовый буфер за промежутки времени, разные для каждого буфера, равные $(t, t_1]$, $(t_1, t_2]$, $(t_2, t_3]$, $(t_3, t_4]$, $(t_4, t_5]$. Активным считается буфер, в котором находится хотя бы один пакет.

$T_{11} = (t, t_1]$ – промежуток времени, в течении которого пакеты первого класса трафика первой группы (приоритета) пользователей ГБ_1.1 поступают в первый ВБ;

$T_{12} = (t_1, t_2]$; $T_{13} = (t_2, t_3]$; $T_{14} = (t_3, t_4]$; $T_{15} = (t_4, t_5]$ – промежутки времени, аналогичные для соответствующих классов и групп (приоритетов) трафика;

$A_{11}(t, t_1)$ – количество пакетов первого приоритета, поступивших в ГБ_1.1 за промежуток времени $(t, t_1]$.

$$A_{11}(t, t_1) = \lambda_{11} T_{11},$$

где λ_{11} – интенсивность поступления пакетов в ГБ_1.1.

$A_{12}(t_1, t_2)$; $A_{13}(t_2, t_3)$; $A_{14}(t_3, t_4)$; $A_{15}(t_4, t_5)$ – рассчитываются аналогично.

Соответственно, $W_{11}(t, t_1)$ – количество пакетов первого приоритета, обслуженных в ОУ за промежуток времени $(t, t_1]$.

$$W_{11}(t, t_1) = \mu T_{11},$$

где μ – интенсивность обслуживания пакетов.

$W_{12}(t_1, t_2)$; $W_{13}(t_2, t_3)$; $W_{14}(t_3, t_4)$; $W_{15}(t_4, t_5)$ – рассчитываются аналогично.

В промежуток времени $(t, t_1]$, во время обслуживания первого активного ГБ во второй, третий, четвертый и пятый ГБ поступают и накапливаются пакеты.

$M_{12}(t, t_1)$ – количество пакетов, поступивших в ГБ_1.2 за время T_{11} :

$$M_{12}(t, t_1) = \lambda_{12} T_{11}.$$

$M_{13}(t, t_1)$; $M_{14}(t, t_1)$; $M_{15}(t, t_1)$ – рассчитываются аналогично.

Переключение активных буферов происходит циклически.

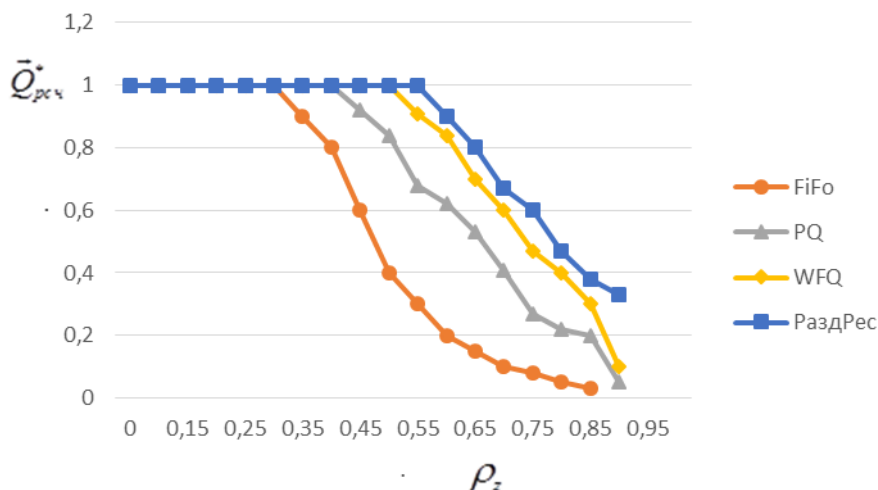


Рис. 2. Влияние разработанного способа на качество обслуживания разнородного трафика

Заключение

Техническим результатом, который получен при использовании предложенного способа, является увеличение количества групп трафика, передаваемых через узлы коммутации пакетов с обеспеченным качеством обслуживания и повышение степени использования ресурсов узла коммутации, таких как полоса пропускания и буферное пространство за счет динамического распределения ресурсов. Предложения включают использование нового способа распределения ресурсов узла коммутации на основе динамического планирования очередей, а также устройства динамического контроля состояния узла коммутации и адаптации алгоритмов обработки речевого трафика. Данные предложения позволяют увеличить возможность системы связи на своевременную обработку передаваемого сигнала и повышение качества обслуживания разноприоритетного трафика на 1–10 %.

Список используемых источников

1. Курило А. А., Кузин П. И., Кузина Е. И., Сорокин М. А. Методика идентификации элементов сложной системы // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2021. Т. 18. № 4 (202). С. 21–26.
2. Lipatnikov V. A., Kuzin P. I., Rabin A. V. The method of increasing the reliability of noise immunity when receiving information in radio communication systems of the shf and ehf ranges // Journal of Physics: Conference Series. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. Krasnoyarsk, Russian Federation, 25 сентября 2020 г. С. 52100.
3. Липатников В. А., Кузин П. И., Рабин А. В. Передачи сигналов в каналах связи с замираниями Накагами // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 11. С. 71–78.
4. Rabin A. V., Lipatnikov V. A., Kuzin P. I. Signal protection methods in channels with nakagami fading // JOP Conference Series: Metrological Support of Innovative Technologies.

Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. Krasnoyarsk, Russia, 25 сентября 2020 г. С. 52078.

5. Сорокин М. А., Курило А. А., Кузин П. И. Модель процесса анализа служебного трафика при управлении безопасностью информационной сети // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2021. № 1–2 (151–152). С. 67–73.

6. Lipatnikov V., Kuzin P., Rabin A. Methodology for determining the connectivity of communication networks // AIP Conference Proceedings. Krasnoyarsk Scientific Centre of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences. Melville, New York, United States of America, 2021. P. 70059.

УДК 621.396.4

ГРНТИ 49.33.29

ОЦЕНКА ЖИВУЧЕСТИ АДАПТИВНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

С. Ф. Буцев, И. И. Горай, Д. А. Журавлёв, Е. В. Калайтанова

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В работе оценена живучесть направлений связи в адаптивных сетях связи, которые обладают совокупностью характеристик, позволяющих их использовать при построении сетей связи специального назначения. Как показывают расчеты, даже при вероятности выживания элементов сети равных 0,7, средняя вероятность выживания направления связи не ниже 0,7.

адаптивная сеть связи, узел, ребро, независимый маршрут, живучесть.

Задача обеспечения требуемой устойчивости сети связи решается во многих отраслях, что позволило сформулировать в [1] термин адаптивной сети связи (АСС). В отличие от любых других сетей, АСС имеет фиксированное, заранее установленное, предназначение всех элементов, которое определено необходимостью формирования максимального числа независимых маршрутов (НМ) при минимальном расходе линейных средств. На рис. 1 показан классический (базовый) вариант построения АСС, в одной из которых (рис. 1а) выделены группы узлов с однотипными свойствами, в другой (рис. 1б) – ребра [2]. Главная особенность структуры АСС в том, что независимо от размерности АСС, количество ее узлов и ребер, принадлежащих к определенным типам, будет заведомо известно и определяется ее размерностью N (табл. 1). Общее число маршрутов в АСС определяется

как $\pi_{\Sigma} = 3 \times N(N-1)/2$, где 3 – множитель общего числа НМ между всеми парами узлов сети, N – число узлов сети, $N(N-1)/2$ – перечисление «каждый связан с каждым».

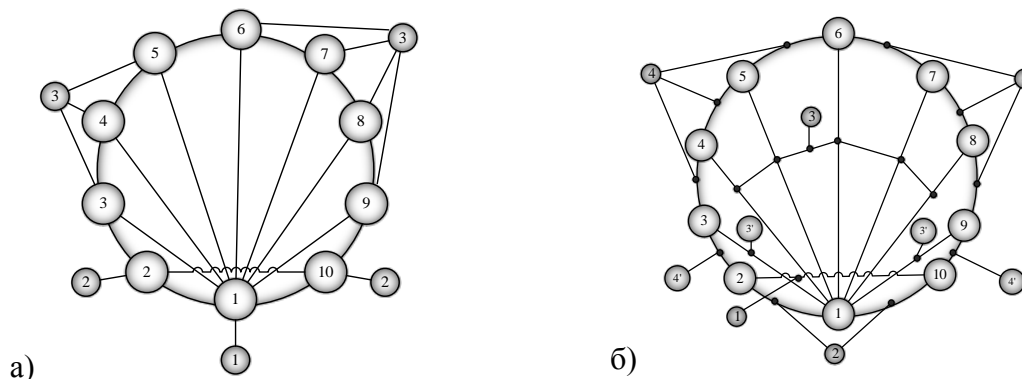


Рис. 1. Схема однотипных узлов и ребер АСС

ТАБЛИЦА 1. Характеристика структуры сети

Тип узла	Количество узлов	Тип ребра	Количество ребер
1	1	1	1
		2	2
2	2	3	$N-5$
		3'	2
3	$N-3$	4	$N-4$
		4'	2

Данное равенство позволяет записать следующее свойство: сумма узлов, участвующих в формировании трех НМ, между любой парой узлов i, j ($i, j = \overline{1, N}, i \neq j$), составляет число $N_{\text{общ}}$, $N_{\text{общ}} = N_1^{ij} + N_2^{ij} + N_3^{ij} + 2$, где $N_1^{ij}, N_2^{ij}, N_3^{ij}$ – число узлов, формирующих первый, второй и третий НМ между парой узлов i, j ; число 2-узлы (i, j), между которыми формируется три НМ. Известно, что независимость маршрутов оценивается отсутствием в их составе общих узлов. Следовательно, при формировании трех НМ общее их число не должно быть меньше их суммы и равно $N_{\text{общ}}$. Группы узлов и ребер выделены по принципу типизации элементов сети (узлов и ребер), а также ее параметров (маршруты, коэффициент живучести направлений связи и другие). В данной статье использовано понятие «типовые маршруты», которое позволяет ввести оценку детерминированных показателей живучести направления связи (НС) и сети в целом. Под понятием «живучести» в статье понимается его формулировка, представленная в известных источниках информации [3–5]. Оценки вероятности выживания НС изменяют в рамках значений от 0,95 до 0,4 ($P_{\text{нс треб}} \geq 0,95 \dots 0,4$).

Рассмотрим методику расчета выживания НС в АСС. В качестве исходных данных заданы: АСС, состоящая из N_i узлов, $i = \overline{1, N}$ (рис. 1); вероятность выживания элемента АСС $P_э$; количество НС $\pi_{i-j} = m$; количество НМ, входящих в состав каждого НС $\pi_{нз} \geq 3$. Требуется: определить НМ в каждом НС; рассчитать значение вероятности выживания каждого НС $P_{нс}$; сравнить полученные результаты и сделать вывод о зависимости значения вероятности выживания НС ($P_{нс}$) от вероятности выживания элемента ($P_э$), а также от принадлежности узлов, входящих в состав НС, к группе узлов АСС.

Для того, чтобы сделать выводы о зависимости значения вероятности выживания НС от типизации узлов, между которыми создано НС, к типу узлов АСС, нужно рассмотреть НС между узлами АСС: 1-й и 2-й групп; 1-й и 3-й групп; 2-й и 3-й групп; а также между узлами 3-й группы, число которых равно $N - 3$. В таблице 2 приведены типовые маршруты для указанных выше групп узлов. Для того чтобы оценивать зависимость любых НС АСС по выбранным значениям вероятности выживания элемента ($P_э$), определим вероятность выживания типовых НС ($P_{нс}$). В этом случае для произвольных направлений в сети с N узлами выживаемость НС можно оценивать (приближенно) по значениям для типовых направлений. При этом, для ряда НС она будет мало изменяться (уменьшаться) при увеличении числа узлов N (например, $\pi(1 - 2)$, $\pi(2 - 10)$, $\pi(1 - 3)$ там, где число коротких маршрутов сохраняется равным двум).

ТАБЛИЦА 2. Характеристика маршрутов

Направления связи между узлами 1 и 2 группами типовых узлов		Направления связи между узлами 1 и 3 группами типовых узлов	
π_{1-2}	1-2 1-10-2 1-9-8-7-6-5-4-3-2	π_{1-6}	1-6 1-2-3-4-5-6 1-10-9-8-7-6
π_{1-10}	1-10 1-2-10 1-3-4-5-6-7-8-9-10	π_{1-3}	1-3 1-2-3 1-10-9-8-7-6-5-4-3
Направление связи между узлами 3 группы типовых узлов		Направление связи между узлами 2 группы типовых узлов	
π_{3-4}	3-4 3-1-4 3-2-10-9-8-7-6-5-4	π_{2-10}	2-10 2-1-10 2-3-4-5-6-7-8-9-10
π_{3-6}	3-1-6 3-4-5-6 3-2-10-9-8-7-6	Направления связи между узлами 2 и 3 группами типовых узлов	
π_{3-9}	3-1-9 3-4-5-6-7-8-9 3-2-10-9	π_{2-3}	2-3 2-1-3 2-10-9-8-7-6-5-4-3
π_{4-9}	4-1-9 4-5-6-7-8-9 4-3-2-10-9	π_{2-7}	2-1-7 2-10-9-8-7 2-3-4-5-6-7

Выделяя заданные НС, определим для каждого из них по три НМ и заполним таблицу 3.

ТАБЛИЦА 3. Параметры сети

3 независимых маршрута	Вероятность выживания элемента, $P_3 = 0,95$		Вероятность выживания элемента, $P_3 = 0,85$		Вероятность выживания элемента, $P_3 = 0,7$		Вероятность выживания элемента, $P_3 = 0,5$		Вероятность выживания элемента, $P_3 = 0,4$	
	Вероятность выживания маршрута, P_m	Вероятность выживания направления связи, P_{nc}	Вероятность выживания маршрута, P_m	Вероятность выживания направления связи, P_{nc}	Вероятность выживания маршрута, P_m	Вероятность выживания направления связи, P_{nc}	Вероятность выживания маршрута, P_m	Вероятность выживания направления связи, P_{nc}	Вероятность выживания маршрута, P_m	Вероятность выживания направления связи, P_{nc}
Направление связи между узлами №№ 1 и 2 (1 и 2 группы типовых узлов), π_{1-2}										
1-2	0,95	0,998	0,85	0,97	0,7	0,85	0,5	0,626	0,4	0,49
1-10-2	0,903		0,722		0,49		0,25		0,16	
1-9-8-7-6-5-4-3-2	0,663		0,272		0,058		0,0039		0,0006 5	
Направление связи между узлами №№ 1 и 6 (1 и 3 группы типовых узлов), π_{1-6}										
1-6	0,95	0,997	0,85	0,95	0,7	0,79	0,5	0,531	0,4	0,41
1-2-3-4-5-6	0,774		0,444		0,168		0,031		0,01	
1-10-9-8-7-6	0,774		0,444		0,168		0,031		0,01	
Направление связи между узлами №№ 4 и 9 (3 группа типовых узлов), π_{4-9}										
4-1-9	0,903	0,996	0,772	0,92	0,49	0,678	0,25	0,319	0,16	0,19
4-3-2-10-9	0,815		0,522		0,24		0,063		0,026	
4-5-6-7-8-9	0,774		0,444		0,168		0,031		0,01	

Исходя из заданных исходных данных и определенных трех НМ, в каждом НС, вероятность выживания каждого из НМ при последовательном подключении элементов в нем рассчитывается по формуле

$$P_m = P_1 * P_2 * \dots * P_n = \prod_{i=1}^n P_i = \prod_{i=1}^n (1 - Q_i), \text{ где } P_1, P_2, \dots, P_n - \text{ вероятность выживания элемента АСС; } Q_i - \text{ вероятность отказа элемента АСС. В случае, если } P_1 = P_2 = \dots = P_n, \text{ будем иметь } \prod_{i=1}^n P_i = P^n.$$

Для нахождения вероятности выживания всего НС будем использовать формулу $P_{nc} = 1 - Q_{nc} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - P_i)$.

Пример расчета выживания НС в АСС. Исходные данные: АСС, состоит из $N = 10$ (рис. 1); вероятности выживания элемента (ветви) АСС

$P_э = 0,4; 0,5; 0,7; 0,85, 0,95$; количество НМ, входящих в состав каждого НС $\pi_{НЗ} = 3$; направления связи:

	1-2;	1-6;	4-1-9;
π_{1-2}	1-10-2;	π_{1-6} 1-2-3-4-5-6;	π_{4-9} 4-5-6-7-8-9;
	1-9-8-7-6-5-4-3-2;	1-10-9-8-7-6;	4-3-2-10-9.

Решение. Путем расчёта заполнена таблица 3 и определены для каждого из НС тройка НМ (рис. 1).

а) для направления связи между узлами № 1 и 2 (π_{1-2}) б) для направления связи между узлами № 1 и 6 (π_{1-6}) в) для направления связи между узлами № 4 и 9 (π_{4-9})

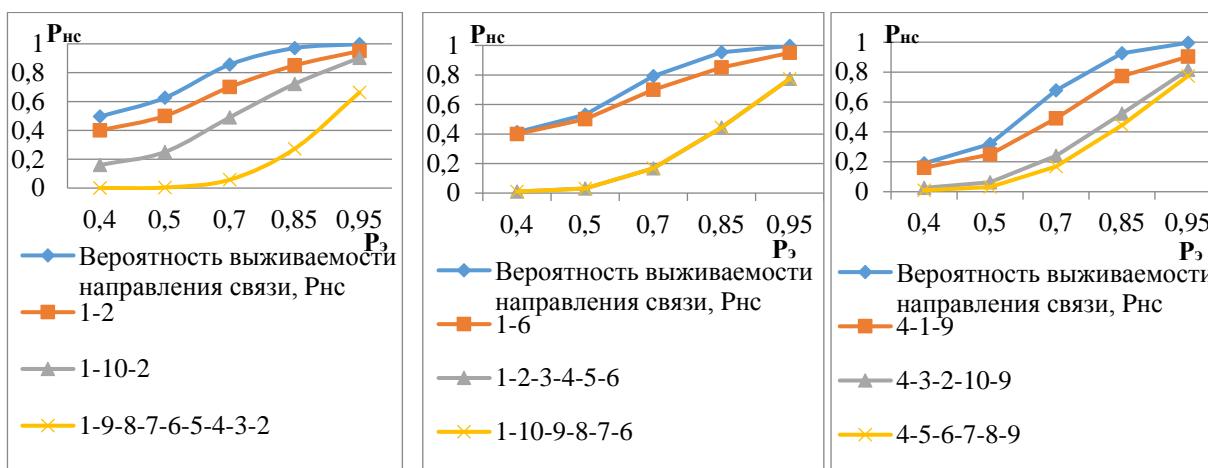


Рис. 2. Зависимость вероятности выживания направления связи ($P_{нс}$) от вероятности выживания элемента ($P_э$), а также от принадлежности узлов, между которыми создано направление связи, к группе узлов АСС

Более наглядно зависимость представлена на рис. 2. Причем, структура маршрутов направлений связи π_{1-2} , π_{1-10} , π_{1-3} , π_{2-10} , π_{2-3} , π_{3-4} одинаковые, то на рис. 2 приведены значения только для направления π_{1-2} .

Выводы

1. Вероятность выживания НС, даже при средней вероятности выживания элементов ($P_э = 0,85$), удовлетворяют требуемым интервальным значениям ($P_{нс\text{ треб}} \geq 0,95 \dots 0,7$).

2. Наличие в НС двух коротких НМ (1 радиально-узловой и 1 кольцевой) приводит к более высокой вероятности выживания направления связи, соответственно повышает живучесть АСС.

3. Поскольку суммарное число узлов в трех НМ всегда равно N , то в детерминированных АСС средняя вероятность выживания НС между всеми парами узлов всегда одинаковая. Так, при вероятности выживания элемента АСС $P_э = 0,95$ вероятность выживания составляет $P_{нс} = 0,998$, $P_{нс} = 0,998$, $P_{нс} = 0,997$, $P_{нс} = 0,996$ для направлений связи π_{1-2} , π_{2-10} , π_{1-6} , π_{4-9}

соответственно (табл. 3, рис. 2). При $P_0 = 0,85$ разность между максимальным и минимальным значениями вероятности выживания направлений связи составит $\Delta P_{nc} = P_{max} - P_{min} = 0,044$ (табл. 3).

Список используемых источников

1. Горай И. И., Журавлёв Д. А., Буцев С. Ф. Синтез адаптивных сетей // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 3. Тула : Издательство ТулГУ, 2022. С. 339–347.

2. Горай И. И., Журавлёв Д. А., Калайтанова Е. В. Оптимальное построение адаптивных сетей // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 12. Тула : Издательство ТулГУ, 2022. С. 313–322.

3. Буроменский Н. Г. Живучесть системы военной связи: проблемы и пути решения // Вооружение и экономика. 2014. № 4.

4. ГОСТ 53111-2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. М. : Стандартинформ 2009. 15 с.

5. ГОСТ РВ 0158-006-2018. Связь военная. Термины и определения. М. : Изд-во стандартов, 2018. 23 с.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

АНАЛИЗ СЕТЕВЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВОЙ ИНФРАСТРУКТУРОЙ И ПОТОКАМИ ДАННЫХ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

**Д. Н. Васильев, Р. В. Гордийчук, Д. Н. Дробяскин,
Д. С. Кормачев, Д. О. Ноздрин**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматриваются сетевые операционные системы, используемые в программно-конфигурируемых сетях, проведены анализ по цели создания ОС, по общим характеристикам, сравнение проектов по развитию и поддержке производителем, классификация сетевых ОС по используемому языку программирования, классификация сетевых ОС по версии поддерживаемого протокола OpenFlow.

телекоммуникационные протоколы, программно-конфигурируемые сети.

Для реализации функции управления в программно-конфигурируемых сетях используются сетевые операционные системы, такие как: NOX-

Classic-Floodlight; NOX-Trema; POX-MUL; SNAC; ONIX; Beacon; Kandoo; Maestro, которые целесообразно проанализировать.

В таблице 1 приведено сравнение сетевых ОС по цели создания для ПКС.

ТАБЛИЦА 1. Цели создания сетевых ОС

Название	Язык прог.	Цель создания
NOX Classic	C++, Python	Первый контроллер для опытной апробации подхода ПКС. Развитие данной операционной системы приостановлено. Сетевая ОС NOX Classic в ходе своего становления получила две ветви развития: POX – контроллер на Python и NOX контроллер на C++.
NOX	C++	NOX является дальнейшим развитием NOX Classic, смотри первую строку таблицы, результатом появления данной операционной системы явилось увеличение скорости обработки данных контролером, за счет реализации принципа многопоточности.
POX	Python	POX является дальнейшим развитием NOX Classic, смотри первую строку таблицы, данная операционная система позволяет проводить обучение по возможностям контроллера и реализовывать приложения, обеспечивающие управление сетями, основанными на технологии OpenFlow.
SNAC	C++	SNAC Simple Network Access Control – OpenFlow контроллер, реализующий легкий способ адресации внутри сетей и обеспечивающий прозрачный контроль доступа в корпоративных и ведомственных сетях. В основе контроллера SNAC лежит язык формального моделирования – formalmodelling language (FML).
Beacon	Java	Первая, реализованная на языке Java, многоплатформенная сетевая ОС для ПКС, обеспечивающая параллельную обработку данных.
Maestro	Java	Maestro – многоплатформенная сетевая ОС для ПКС, обеспечивающая параллельную обработку данных на языке Java.
FloodLight	Java	Основой для данного контроллера послужил Beacon на языке Java. Особенностью является открытый программный код, что позволяет любому разработчику изменять его и обмениваться им.
Trema	Ruby, C	Данный контроллер разрабатывался как платформа для дальнейшего обучения и применения в учебных целях и исследованиях в области программно-конфигурируемых сетей, для этого в него включен отладчик приложений.
Mul	C	Контроллер Mul предназначен для обеспечения функционирования ПКС критически важных социотехнических объектов, за счет высоких показателей надежности.

Название	Язык прогр.	Цель создания
ONIX	C++, Python Java	Контроллер предназначен для применения между разными средами сетевых ОС, что позволяет разработчикам не заботиться о согласованности исходного кода и протоколах взаимодействия между сетями любого уровня.
Kandoo	C, C+ +, Python	Особенностью Kandoo является совместимость с OpenFlow, таким образом, Kandoo обеспечивает автоматизацию при управлении сетевыми приложениями, независимо от их местоположения в общей сети.

Рассмотрев анализ по целям создания сетевых ОС, необходимо проанализировать сетевые ОС для ПКС по общим характеристикам, который будет представлен ниже в таблицах 2–4. На основе сравнительного анализа общих характеристик сетевых ОС необходимо выделить наиболее перспективные сетевые ОС, в том числе и те, которые могут применяться в критически важных социотехнических ПКС [1].

ТАБЛИЦА 2. Сравнение общих характеристик NOX-Classic, NOX, SNAC, POX

Характеристика	NOX-Classic	NOX	SNAC	POX
Разработчик	2008 2009 Nicira Networks, 2009 2010 Stanford University, 2009 2010 ICSI UC	2009 2012 ICSI UC Berkeley (Murphy McCauley, Amin)	Ed Swierk, Rob Vaterlaus (BigSwitch Networks)	James McCauley
Лицензия	GPL v3	GPL v3	GPL v2	GPL v3
Репозиторий	https://github.com/noxrepo/noxclassic.git	https://github.com/noxrepo/noxclassic.git	https://github.com/bigswitch/snacnox	https://github.com/norepo/pox.git
Дата начала разработки	Нет данных	Декабрь, 2010	2011	Нет данных
Развитие	Развивается	Не развивается	Активно развивается	Активно развивается

ТАБЛИЦА 3. Сравнение общих характеристик Beacon, Maestro, FloodLight, Trema

Характеристика	Beacon	Maestro	FloodLight	Trema
Разработчик	Stanford University David Erickson	Rice University	Floodlight community	NEC, Yasuhito Takamiya
Лицензия	GPL v2 и Stanford University FOSS License Exception v1.0	LGPL v2.1	Apache License v.2.0	GPL v2

Характеристика	Beacon	Maestro	FloodLight	Trema
Репозиторий	git://gitosis.stanford.edu/beacon.git	https://code.google.com/p/maestro-platform/downloads/list	https://github.com/floodlight/floodlight.git	https://github.com/trema/trema.git
Дата начала разработки	Нет данных	Декабрь, 2010	Декабрь, 2011	Нет данных
Поддержка и развитие	Развивается	Не развивается	Активно развивается	Активно развивается

ТАБЛИЦА 4. Сравнение общих характеристик Mul, ONIX, Kandoo

Характеристика	Mul	ONIX	Kandoo
Разработчик	Kulcloud Networks (Dipjyoti Saikia)	Teemu Koponen, Martin Casado, Natasha Gude, Jeremy Stribling, Leon Poutievski, Min Zhu, Rajiv Ramanathan, Yuichiro Iwata, Hiroaki Inoue, Takayuki Hama, Scott Shenker	Soheil Hassas Yeganeh, Yashar Ganjali, University of Toronto
Лицензия	https://git.code.sf.net/p/mul/codemulcode	Закрытая разработка	Закрытая разработка
Дата начала разработки	15 августа, 2012	Нет данных	Нет данных
Поддержка	Активно развивается	Нет данных	Нет данных

На основе информации, изложенной выше в таблицах 2–4 все проекты по разработке контроллеров для ПКС можно классифицировать по текущему состоянию поддержки проекта [2]. Анализ проектов по текущему состоянию поддержки приведен в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5. Сравнение проектов по развитию и поддержке производителем

Текущее состояние проекта	Сетевые ОС
Нет данных	Onix, Kandoo (закрытые разработки)
Не развивается	NOX Classic, SNAC, Maestro
Развивается	NOX, POX, Beacon
Активно развивается	MUL, Trema, FloodLight

Исходя из таблицы 5, целесообразно рассматривать только ОС ПКС с открытым исходным кодом, которые развиваются и продолжают поддерживаться производителем.

Сравнение особенностей реализации рассматриваемых контроллеров приведено ниже в таблицах 6–8.

ТАБЛИЦА 6. Сравнение особенностей реализации NOX-Classic, NOX, SNAC, POX

Характеристика	NOX-Classic	NOX	SNAC	POX
Язык программирования	C++, Python	C++	C++, Python	Python (2.7)
Версия OpenFlow Протокол	OF 1.0	OF 1.0, 1.1, 1.2, 1.3	v0.8.9, v1.0	OF 1.0
Платформа	Linux платформы	Последние версии Ubuntu 11.10 и 12.04, Debian и RHEL6.	Linux платформы	Linux, MacOS и Windows Android, BeOS-подобную систему HaikuOS
Параллелизм обработки	нет	да	нет	нет
Базовая сетевая ОС		На основе NOX Classic	На основе NOX Classic	На основе NOX Classic

ТАБЛИЦА 7. Сравнение особенностей реализации Beacon, Maestro, FloodLight, Trema

Характеристика	Beacon	Maestro	FloodLight	Trema
Язык программирования	Java	Java	Java	C
Версия OpenFlow протокола	OF 1.0	OF 1.0	OF 1.0	OF 1.0 (OF 1.3 в разработке)
Платформа	Windows, Linux, Mac Android (64-х битные)	Linux	Windows, Linux, Mac Android	Ubuntu 12.10, 12.04, 11.10, and 10.04 (i386/amd64, Desktop Edition) Debian GNU/Linux 6.0 (i386/amd64) Fedora 16 (i386/x86_64)
Параллелизм обработки	Да	Да	Да	Да
Базовая сетевая ОС			На основе Beacon	

ТАБЛИЦА 8. Сравнение особенностей реализации Mul, ONIX, Kandoo

Характеристика	MUL	ONIX	Kandoo
Язык программирования	C	C++, Python, Java	C++, Python
Версия OpenFlow протокола	OF 1.0 (OF 1.2 (планируется))	1.0	1.0 (разработка версии для 1.1, 1.2)
Платформа	Ubuntu 10.04 LTS	Linux	Linux
Параллелизм обработки	Да	Да	Да
Базовая сетевая ОС		NOX Classic	ONIX как root контроллер

На основе вышеприведенных таблиц 6–8 все сетевые операционные системы можно классифицировать по следующему критерию – по используемому языку программирования – результаты сравнения приведены в таблице 9.

ТАБЛИЦА 9. Классификация сетевых ОС по используемому языку программирования

C	MUL
Python	POX
C++	NOX
Java	Beacon, Maestro, FloodLight
JavaScript	NodeFlow
C, Ruby	Trema
C++, Python	NOX Classic, SNAC

Список используемых источников

1. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 107–111.

2. Григорчук А. Н., Добровольский С. Л., Сагдеев А. К., Сукачев В. Н. Построение модели планирования и проектирования центров обработки данных // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 479–482.

Статья представлена научным руководителем, доцентом ВУЦ СПбГУТ, кандидатом технических наук А. К. Сагдеевым.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩЕЙ СЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ И НОВОЙ СЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЕЙ

Р. В. Гордийчук¹, А. Н. Григорчук², Д. С. Кормачев¹,
А. И. Куранда¹, Д. О. Ноздрин¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Рассматривается существующая сетевая архитектура объединенной автоматизированной цифровой системы связи ВС РФ и протоколы программно-конфигурируемых сетей, которые могут заменить стандартно применяемые протоколы. А именно, концепцию IMS, которую можно трактовать как концепцию создания единой, унифицированной, высоконадежной сети; концепцию SDN, которая предполагает новый подход к организации сетевого взаимодействия.

телекоммуникационные протоколы, программно-конфигурируемые сети.

Первая попытка систематизировать использование различных телекоммуникационных протоколов в системах связи ВС РФ была предпринята еще в канун разработки ОАЦСС ВС РФ и нашла отражение в «Системах связи Вооруженных Сил Российской Федерации территориальная. Архитектура системы». В основу построения архитектуры территориальной системы связи (ТСС) ВС РФ, в которую входят и сети объединений (на общей территории), были положены принципы:

- территориально-зонового построения;
- единства организационно-технических решений;
- преимущественного внедрения цифровых комплексов и средств связи, ВОЛС, ориентации на современные телекоммуникационные и информационные технологии;
- сопряжения с ЕСЭ РФ страны, специализированными системами связи видов ВС РФ, Тыла ВС РФ, сетями связи иных министерств и ведомств;
- этапности и эволюционности развития.

Профиль протоколов ТСС ВС РФ должен был иметь иерархическую структуру и отражать все возможные для ТСС ВС РФ схемы передачи информации.

Принципы построения сетевой архитектуры и основной состав протоколов ТСС ВС РФ сохранились и в создаваемой в настоящее время ОАЦСС ВС РФ, в которую ТСС ВС РФ входит как одна из разновидностей сетей связи общего пользования ВС России, к которым относятся также и региональные сети связи объединений. Однако акцент в использовании различных протоколов в ОАЦСС значительно сместился в область протоколов IP-сетей.

Основными элементами архитектуры ОАЦСС ВС РФ являются:

- терминальное оборудование;
- объектовая сеть;
- сеть доступа;
- транспортная сеть;
- каналы и тракты первичной сети связи, не входящие в состав транспортной сети по условиям их боевого применения.

Для описания различных аспектов построения ОАЦСС ВС России применяют оперативную, функциональную, физическую, логическую и информационную архитектуры [1].

Оперативная архитектура отображает особенности оперативно-тактического применения ОАЦСС ВС России и включает элементы (подсистемы) в составе следующих классификационных групп:

- наземного, воздушного и космического базирования;
- сети, комплексы и средства общего и специального назначения;
- стационарные и полевые;
- общесистемного назначения;
- основного назначения;
- вспомогательного назначения;
- подсистемы обеспечения.

Функциональная архитектура определяет необходимый для реализации основных принципов построения ОАЦСС ВС России состав функциональных уровней, элементов и связей между ними (рис. 1):

– уровень доступа и адаптации обеспечивает реализацию функций доступа пользователей к телекоммуникационным ресурсам и услугам, а также функции адаптации к физическим параметрам каналов СД;

– транспортный уровень обеспечивает реализацию функций коммутации (распределения) и переноса разнородного трафика с заданным качеством между СД вызывающего и вызываемого пользователей;

– уровень управления вызовом/сеансом обеспечивает реализацию функций управления соединениями и разнородным трафиком, хранения

и обработки информации сигнализации, маршрутизации, а также реализацию функции управления доступом к услугам;

– уровень предоставления услуг обеспечивает реализацию функций предоставления пользователям конкретного перечня услуг управления режимами их предоставления и поддержку создания новых услуг [2].

Физическая архитектура определяет физические границы реализации основных элементов ОАЦСС ВС России и связей между ними.



Рис. 1. Функциональные уровни, элементы и связи между ними, необходимо для реализации основных принципов построения ОАЦСС ВС РФ

Основными структурно-функциональными элементами ОАЦСС ВС России, образующими физическую архитектуру, являются:

- узлы (серверы) услуг;
- ОС, включающие пользовательское оборудование (терминальное оборудование, устройства обработки информации и др.) и связывающие его проводные и беспроводные линейные компоненты;
- СД (проводные и беспроводные);
- ТС;
- система управления, эксплуатации и мониторинга.

Физическая архитектура включает три типа сегментов связи, каждый из которых может содержать или СД, или ТС, или их совокупность, а также интерфейсы.

Логическую архитектуру используют при выборе (разработке) протоколов соответствующих технологий предоставления услуг при поэтапном развитии ОАЦСС ВС России, при этом учитывают конвергенцию и интеграцию систем автоматизации управления и связи [3].

Информационную архитектуру используют для обеспечения принятия эффективных решений по реализации функций сбора, преобразования и обмена информацией между пользователями в процессе решения задач управления войсками (силами), управления связью, подсистемами и элементами ОАЦСС ВС России.

В части перспективных технологий построения систем управления связью, тесно интегрированных в сами системы связи в виде некоторых общих технологических архитектур в настоящее время рассматриваются, так называемые, технологии пост-NGN, из которых особо следует отметить новые сетевые технологии в рамках концепций IMS и SDN, демонстрирующих еще одно проявление, с одной стороны, различных, а, с другой стороны, заметно схожих подходов к встречной конвергенции технологий построения мультисервисных пакетных сетей со стороны идеологов телефонных и компьютерных сетей.

Концепцию IMS (*IP Multimedia Subsystem*) – можно трактовать как концепцию создания единой, унифицированной, высоконадежной сети, интегрирующей достоинства мобильных сетей и сети Интернет. Данная концепция описывает новую сетевую архитектуру, основным элементом которой является пакетная транспортная сеть, поддерживающая все технологии доступа и обеспечивающая реализацию большого числа инфокоммуникационных услуг.

Концепция SDN (*Software-Defined Network*) – концепция программно-конфигурируемой сети (ПКС) – предполагает новый подход к организации сетевого взаимодействия, при котором уровни управления сетью и устройств передачи данных разделяются, а функции уровня управления реализуются отдельным узлом, взаимодействующим с сетевыми устройствами. Эта концепция расходится с классической моделью организации работы коммутаторов и маршрутизаторов в действующих сетях связи, в которой функции управления и передачи трафика объединены в рамках одного устройства.

IMS проектировалась в рамках сети 3G, полностью базирующейся на IP. Основным ее протоколом является SIP, позволяющий устанавливать одноранговые сессии между абонентами и использовать IMS лишь как систему, предоставляющую сервисные функции по безопасности, авторизации, доступу к услугам и т. д. Функция управления шлюзами и сам медиа

шлюз здесь лишь средство для связи абонентов 3G с абонентами фиксированных сетей. Причем имеются в виду лишь ТФОП.

Основные идеи SDN заключаются в следующем:

- разделение процессов передачи и управления данными;
- единый, унифицированный, независимый от поставщика интерфейс между уровнем управления и уровнем передачи данных;
- логически централизованное управление сетью, осуществляемое с помощью контроллера с установленной сетевой операционной системой и реализованными поверх сетевыми приложениями;
- виртуализация физических ресурсов сети.

В архитектуре SDN можно выделить три уровня (рис. 2):

- инфраструктурный уровень, предоставляющий набор сетевых устройств (коммутаторов и каналов передачи данных);
- уровень управления, включающий в себя сетевую операционную систему, которая обеспечивает приложениям сетевые сервисы и программный интерфейс для управления сетевыми устройствами и сетью;
- уровень сетевых приложений для гибкого и эффективного управления сетью.

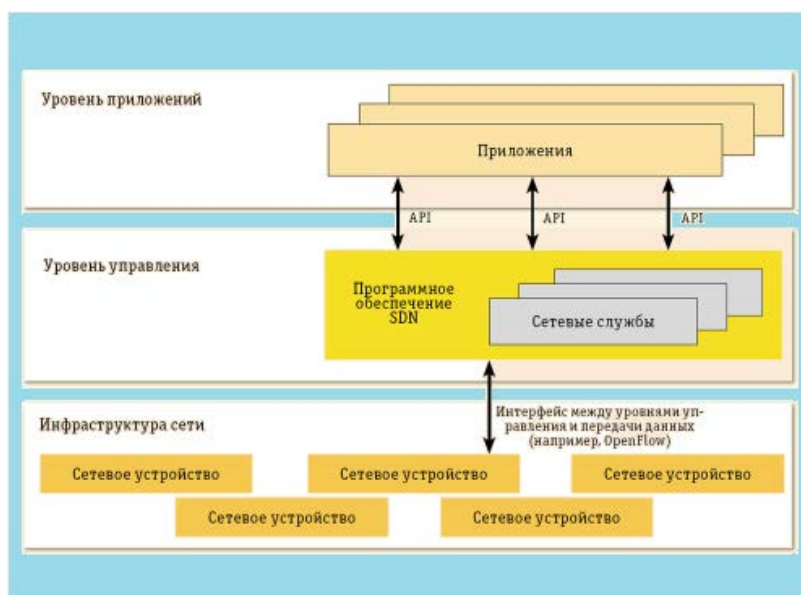


Рис. 2. Архитектура SDN

Список используемых источников

1. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научнотехническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 107–111.

2. Сагдеев А. К., Чукариков А. Г. Обоснование оперативно-технических требований к информационно-телекоммуникационным сетям специального назначения, функционирующих с использованием ресурсов ЕСЭ РФ, в условиях конфликта в киберпространстве // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 4. С. 99–103.

3. Сагдеев А. К., Фролова Ю. А. Требования к структуре вооруженных сил в условиях ведения сетецентрических войн // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2015. № 1. С. 528–532.

Статья представлена научным руководителем, доцентом ВУЦ СПбГУТ, кандидатом технических наук А. К. Сагдеевым.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ СЕТЕЙ В ЦЕНТРАХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

А. Н. Григорчук¹, Д. С. Кормачев², Д. О. Ноздрин²,
А. К. Сагдеев², А. В. Семин¹

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматриваются технологии организации логических сетей в центрах обработки данных. Сравниваются технологии VXLAN, NVGRE, STT. В качестве критериев сравнения технологий выбраны уровень представления логических сетей, уровень управления, процедура инкапсуляции.

центр обработки данных, виртуальные сети.

Виртуальные сети все активнее применяются при реализации услуг доступа в инфотелекоммуникационных технологиях. Достоинства при использовании виртуальных сетей не обошли своей стороной и центры обработки данных (ЦОД), где также находят широкое применение. Практика эксплуатации ЦОД выявила следующие требования, выполнения которых необходимо для качественного функционирования центров: разделение разнородного, разно скоростного и разно приоритетного трафика; обеспечение доступа к услугам большого количества абонентов; прозрачность взаимодействия внутри сети; реализация автоматизированного управления сетевой инфраструктурой; реализация возможности централизованного и децентрализованного управления структурой сети [1].

Протоколы взаимодействия виртуальных сетей в среде ЦОД привели к созданию новых технологий организации логических сетей: VXLAN, NVGRE и STT.

Предлагаемые к рассмотрению технологии имеют общий принцип построения, основанный на использовании технологии туннелирования, задача которой обеспечить изоляцию трафика различных логических сетей, что позволит увеличить количества поддерживаемых сетей и упростить процедуру миграции узлов внутри физической сети без внесения изменений в логические сети.

Технология туннелирования виртуальных сетей реализуется следующим образом:

1. Каждой виртуальной сети присваивается идентификатор.
2. Кадр, отправленный одним конечным узлом, проходит через ближайшую конечную точку туннеля, где он инкапсулируется во внешний пакет протокола, который используется в сети в качестве транспортного.
3. К каждому кадру добавляется заголовок протокола туннелирования, который содержит идентификатор логической сети.
4. Данная конечная точка туннеля определяет, к какой из конечных точек подключен узел-получатель, и пересылает на нее пакет, содержащий исходный кадр и внешние заголовки протоколов.
5. Для маршрутизации пакета между двумя конечными точками туннелей используется внешний заголовок инкапсулированного пакета.
6. При поступлении пакета на вторую конечную точку туннеля производится извлечение инкапсулированного кадра и на основании идентификатора логической сети и внутреннего заголовка кадра определяется его получатель.

Все три технологии – VXLAN, NVGRE и STT – используют приведенную выше технологию туннелирования, но различаются деталями реализации, которые будут рассмотрены.

Технологии VXLAN, NVGRE и STT целесообразно рассмотреть по следующим критериям:

1. Процедура инкапсуляции.
2. Используемый уровень управления.
3. Используемый уровень представления логических сетей [2].

Процедура инкапсуляции

Процедура инкапсуляции включает в себя протокол туннелирования, транспортный протокол, способ идентификации логических сетей, процедурные протоколы инкапсуляции на программно-аппаратном уровне.

Особенности процедуры инкапсуляции в технологии VXLAN заключаются в том, что для идентификации логической сети используется 24-битное поле VNI. Во время инкапсуляции к исходному кадру добавляется заголовок

VXLAN, который затем упаковывается в UDP-пакет. Формат Ethernet-кадра, передаваемого между конечными точками туннелей (в технологии VXLAN они называются *VXLAN Tunnel End Point – VTEP*), показан на рис. 1.

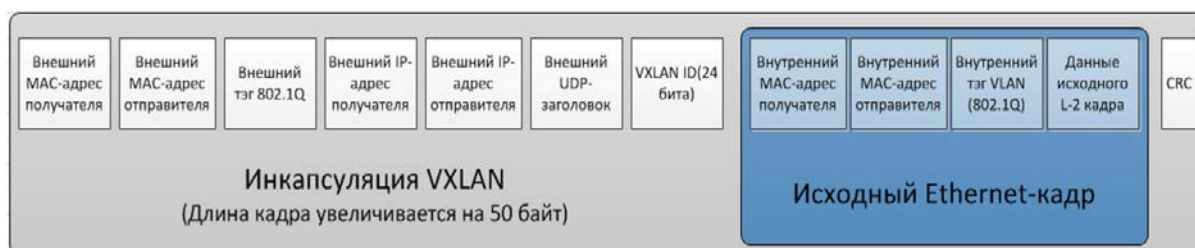


Рис. 1. Формат Ethernet-кадра VXLAN

Особенности процедуры инкапсуляции в технологии NVGRE. В отличие от предыдущей технологии, где для идентификации логической сети используется 24-битное поле VNI, в рассматриваемой технологии используется Virtual Subnet Identifier (VSID) (24 бита). Для передачи Ethernet-кадров между узлами одной логической сети перед кадром добавляется стандартный заголовок протокола GRE, поле Key которого используется для указания VSID. Далее кадр с GRE-заголовком инкапсулируется в IP пакет, который и передается в транспортную сеть. Формат Ethernet-кадра, передаваемого между конечными точками туннелей, показан на рис. 2.

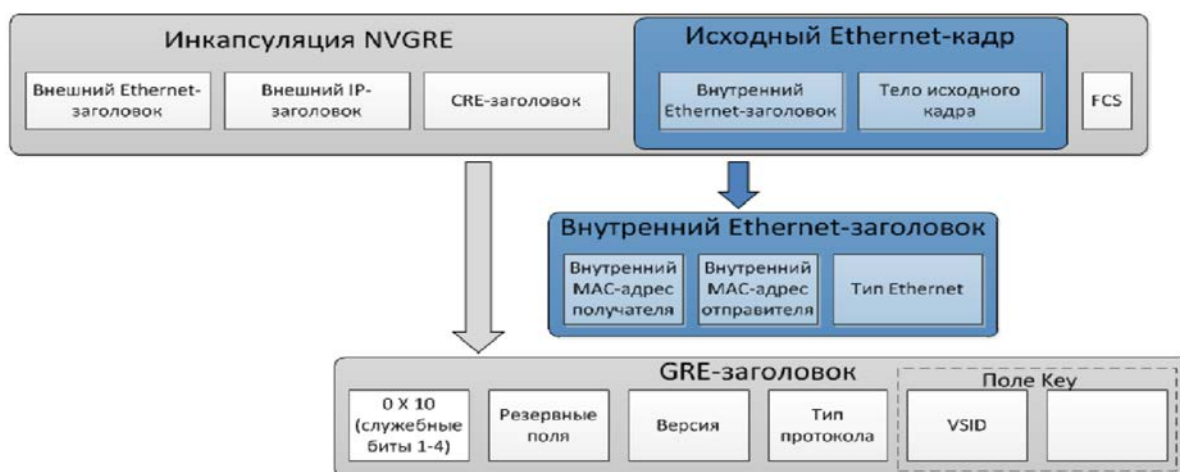


Рис. 2. Формат Ethernet-кадра NVGRE

Особенности процедуры инкапсуляции в технологии STT. В качестве протокола инкапсуляции используется Stateless Transport Tunneling. При инкапсуляции перед кадром добавляется заголовок STT и поле Context ID содержит уже 64 бита, (в отличие от предыдущих двух технологий с полем в 24 бита), которое может быть использовано для указания идентификатора логической сети. В ходе дальнейшей процедуры передаваемый кадр вместе с заголовком STT инкапсулируется в TCP-пакет. Ключевой особенностью

протокола STT является то, исходные кадры разбиваются на несколько фрагментов и их последующая передача осуществляется в нескольких пакетах транспортного уровня. При этом заголовок STT включается только в кадр, содержащий первый сегмент исходного кадра. Общая структура Ethernet-кадров, содержащих сегменты STT, представлена на рис. 3.

Как и для первых двух технологий, заголовки Ethernet и IP полностью определяются адресами конечных точек туннеля.

STT заголовок. Состав STT заголовка приведен на рис. 4.



Рис. 3. Формат Ethernet-кадров STT

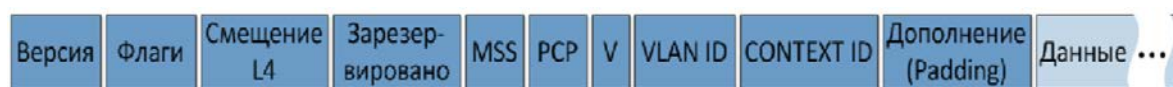


Рис. 4. Формат заголовка STT

Следовательно, можно сделать вывод, что:

– во всех технологиях за инкапсуляцию исходных кадров отвечают конечные точки туннеля (в технологии VXLAN требуется использовать отдельный шлюз при переходе кадров данных их внутренней сети во внешнюю сеть, не поддерживающую технологию VXLAN);

– структура сети в виде шлюзов и конечных точек туннеля может реализовываться как программным, так и аппаратным способом (в технологиях VXLAN и NVGRE предпочтительным является аппаратный способ реализации, что позволяет увеличить скорость процесса инкапсуляции, а в технологии STT – программный, что позволяет обойтись без специального сетевого оборудования, так как конечные точки туннелей реализуются программным обеспечением серверного оборудования).

Уровень управления

Включает в себя инструкцию по порядку выполнения механизма отправки пакетов данных в необходимую конечную точку туннеля, а также процедуры выработки решений для маршрутизации пакетов между конечными точками туннелей.

Особенности уровня управления технологии VXLAN состоят в том, что требуются специальные правила взаимодействия для организации туннелирования и управления сетью. В данной технологии применяется транспортный протокол UDP, который содержит UDP заголовки для идентификации потоков в сети (например, для разделения пропускной способности между несколькими приложениями или для балансировки нагрузки).

Особенности уровня управления технологии NVGRE имеют сходство с технологией VXLAN в том, что также нуждаются в специальных протоколах туннелирования и управления сетью. Преимущество технологии NVGRE заключается в наличии в синтаксисе языка технологии протокола GRE, который поддерживается многим сетевым оборудованием

Особенности уровня управления технологии STT и его преимущество перед двумя предыдущими технологиями состоит в том, что специальные протоколы нужны только для технологии туннелирования, а организация управления сетью реализуется за счет специального программного обеспечения серверного оборудования. Технология STT в своей работе использует формат TCP заголовка, что позволяет не зависеть от поддержки протокола туннелирования оборудованием, но сетевое оборудование не всех производителей позволяет различать трафик данных STT от стандартного трафика TCP.

Уровень представления логических сетей

Описывает особенности реализации логических сетей с точки зрения узлов данной сети: прозрачность взаимодействия, уровень сетевой модели, используемой в сети, поддержка разбиения на логические подсети внутри одной логической сети, а также поддержка независимости адресных пространств различных логических сетей.

Общность технологий VXLAN, NVGRE и STT заключается в том, что все три технологии предполагают развертывание L2 логических сетей.

Список используемых источников

1. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 107–111.

2. Григорчук А. Н., Добровольский С. Л., Сагдеев А. К., Сукачев В. Н. Построение модели планирования и проектирования центров обработки данных // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 479–482.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

ВИРТУАЛИЗАЦИЯ СЕТЕЙ VPN И VLAN

А. Н. Григорчук¹, Д. С. Кормачев², Д. О. Ноздрин²,
Д. С. Самаркин², А. В. Семин¹

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматриваются технологии виртуализации сетей, за счет применения технологий внешней и внутренней виртуализации сетей, которые позволяют разделить физические сети на логические сети. VPN и VLAN технологии, их достоинства и недостатки, протоколы, применяемые для реализации данных технологий.

виртуальные сети, VPN, VLAN.

Виртуализация сетей – это технология, предполагающая абстракцию логического представления сети от реального физического устройства сети передачи данных.

Выделяются следующие типы виртуализации сетей:

– внешняя виртуализация (*external*) – особенность которой в том, что одна или несколько физических сетей разделяются на несколько независимых логических сетей, а также возможен обратный процесс – при котором происходит объединение нескольких физических сетей в одну логическую;

– внутренняя виртуализация (*internal*) – особенность которой в том, что реальная физическая сеть передачи данных не используется для создания логических сетей, а логические сети объединяются внутри одного сервера.

Задача применения виртуальных сетей заключается в объединении нескольких разнесенных и независимых локальных сетей в одну логическую сеть, к которой будет обеспечиваться удаленный доступ (технология VPN), и, наоборот, в разделении единой целостной физической сети на несколько логических сетей (технология VLAN) [1].

Применение технологий VPN и VLAN – позволяет осуществить разделения физической сети Layer 2 на логические сети. Физическое расположение сетевых узлов, которые входят в одну логическую сеть (VLAN), не имеет значение, они осуществляют взаимодействие с друг другом через доменное имя. Так как, сетевые узлы имеют пространственное разнесение, то для реализации технологии VLAN трафик между узлами идет с использованием маршрутизатора.

Virtual Private Network (VPN) – виртуальная частная сеть, технология которая позволяет создавать виртуальные частные сети поверх общественных сетей.

Особенностью технология VPN является возможность подключения практически неограниченного количества территориально и топологически независимых физических сетей к локальной сети отдельного узла поверх незащищенной сети. Оказываемый доверительный уровень к вновь созданным логическим сетям не будет отличаться от доверительного уровня к сети общего пользования, к которой будет осуществлено подключение [2].

Технология VPN реализует два возможных способа функционирования, в зависимости от требуемого доверительного уровня.



Рис. 1. Протоколы, применяемые в защищенных VPN сетях

1. Защищенные VPN

сети – особенности заключаются в том, что применяются различные алгоритмы шифрования, в результате чего защищенный сегмент сети функционирует совместно с сетью, имеющей низкий доверительный уровень, в качестве недостатка можно отметить более низкую скорость передачи данных, однако подбирая алгоритмы шифрования с разной длиной ключа, можно добиться менее значительного падения скорости. Протоколы, применяемые в защищенных VPN сетях, представлены на рис. 1.

2. Доверительные VPN сети – особенность заключаются в том, что при высоком доверительном уровне к общественной сети независимые физические сети используются совместно с ней, что позволяет разделить трафик сети. Протоколы, применяемые в доверительных VPN сетях, представлены на рис. 2.

Преимущества использования технологии VLAN:

- расположение сетевых узлов на местности и топология построения физической сети между сетевыми узлами не оказывает влияния на возможность создания логических сетей на основе вышерассмотренных узлов;

- максимально полно используется вся полоса пропускания каналов, так как каждая логическая сеть является единым доменом и трафик циркулирует внутри логической сети VLAN;

- сетевое оборудование, поставляемое в настоящий момент, поддерживает реализацию технологии VLAN.



Рис. 2. Протоколы, применяемые в доверительных VPN сетях

Недостатки использования технологии VLAN:

- в связи с тем, что логические сети для своего функционирования используют общее физическое оборудование сети, может происходить наложение трафиков логических сетей друг на друга, что будет приводить к возникновению ошибок, для решения данной коллизии приходится применять механизмы равно и равно приоритетного распределения ресурса сети;
- максимально возможное количество логических сетей составляет 4096 сетей, что может оказаться недостаточным количеством при реализации сетевых технологий большого масштаба, например, в центрах обработки данных.

Список используемых источников

1. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научнотехническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 107–111.
2. Григорчук А. Н., Добровольский С. Л., Сагдеев А. К., Сукачев В. Н. Построение модели планирования и проектирования центров обработки данных // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научнотехническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 479–482.

Статья представлена научным руководителем, доцентом ВУЦ СПбГУТ, кандидатом технических наук А. К. Сагдеевым.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

АНАЛИЗ ПРОТОКОЛОВ И АЛГОРИТМОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЕЙ

А. Н. Григорчук¹, Д. С. Кормачев², Д. О. Ноздрин²,
Д. С. Самаркин², В. Н. Сукачев¹

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматривается одна из наиболее перспективных технологий реализации программно-конфигурируемых сетей, а именно OpenFlow, ее основные компоненты и их назначение.

OpenFlow, программно-конфигурируемые сети.

Программно-конфигурируемые сети (ПКС) – это активно развивающееся направление в инфотелекоммуникациях, одним из подходов, реализующим технологию ПКС, служит технология OpenFlow. Характеристики технологии OpenFlow содержат описание элементов сети, особенности работы в сети, координация и маршрутизация между элементами сети. Данные характеристики разработаны организацией Open Networking Foundation.

В соответствии с перечнем характеристик, разработанным организацией Open Networking Foundation, к основным элементам сети OpenFlow относятся:

- специальная сетевая операционная система, управляющая контроллером;
- программные продукты для управления сетями;
- OpenFlow коммутатор и протокол OpenFlow;
- канал, обеспечивающий заданную степень защиты информации, циркулирующей между коммутатором и контроллером [1].

Специальная сетевая операционная система, управляющая контроллером

Функционирование ПКС, в первую очередь, обеспечивается таким компонентом программно-конфигурируемых сетей, как контроллером. Контроллер представляет собой устройство, находящееся под управлением специальной сетевой операционной системы, задачей которого является обеспечение функционирования программно-конфигурируемой сети: управление трафиком сети, управление элементами сети. Специальная сетевая операционная система предназначена для управления и обмена служебной информацией между компонентами, составляющими структуру сети, реализует межуровневое взаимодействие между программными продуктами, обеспечивающими функционирование сети.

Задачи специальной сетевой операционной системы [2]:

- управление устройствами, составляющими структуру сети;
- управление устройствами, формирующими структуру сети, то есть формирование структуры и управление ее топологией;
- управление программными продуктами, обеспечивающими функционирование сети;
- управление политикой безопасности компонентов, составляющих структуру сети;
- выявление и устранение ошибок, возникающих при коллизиях трафика;
- выявление и устранение ошибок в программных продуктах, обеспечивающих функционирование сети;

- получение информации о состоянии компонентов, составляющих структуру сети;
- реализация принципов приоритета разнопланового трафика;
- реализация межуровневого взаимодействия между программными продуктами, обеспечивающими функционирование сети;
- распределение трафика по потокам;
- реализация дифференцированного доступа программных продуктов к элементам сети;
- реализация параллельной обработки;
- реализация распределения нагрузки между программными продуктами.

Программные продукты для управления сетями

Программные продукты для управления сетями реализуются в открытом программном коде и позволяют администратору реализовывать приложения для управления трафиком сети, ее топологией, политикой безопасности и разграничением прав ролевого доступа. Таким образом, на контроллере должно быть установлено хотя бы одно приложение. Наиболее часто используемым программным продуктом для управления сетями является *learningswitch* («переключатель обучения»).

- Задачи программных продуктов, обеспечивающих управление сетями:
- управление устройствами, составляющими структуру сети;
 - управление устройствами, формирующими структуру сети, то есть формирование структуры и управление ее топологией;
 - управление программными продуктами, обеспечивающими функционирование сети;
 - управление политикой безопасности компонентов, составляющих структуру сети;
 - выявление и устранение ошибок, возникающих при коллизиях трафика;
 - выявление и устранение ошибок в программных продуктах, обеспечивающих функционирование сети;
 - получение информации о состоянии компонентов, составляющих структуру сети;
 - реализация принципов приоритета разнопланового трафика;
 - реализация межуровневого взаимодействия между программными продуктами, обеспечивающими функционирование сети;
 - распределение трафика по потокам;
 - реализация дифференцированного доступа программных продуктов к элементам сети;
 - реализация параллельной обработки;

– реализация распределения нагрузки между программными продуктами.

OpenFlow коммутатор и протокол OpenFlow

Принцип работы коммутатора OpenFlow заключается в том, что информационный пакет поступает на вход коммутатора (рис. 1), где происходит сравнение заголовка информационного пакета с табличными значениями, записанными в заранее сформированные таблицы. В случае совпадения заголовка информационного пакета с табличными значениями происходит преобразование информационного пакета по определенным правилам, заранее определенным и записанным. Затем преобразованный информационный пакет поступает в конвейер, где происходит дальнейшая пересылка к следующим портам коммутатора и дальнейшее сравнение с табличными данными и последующая обработка с установленными правилами.

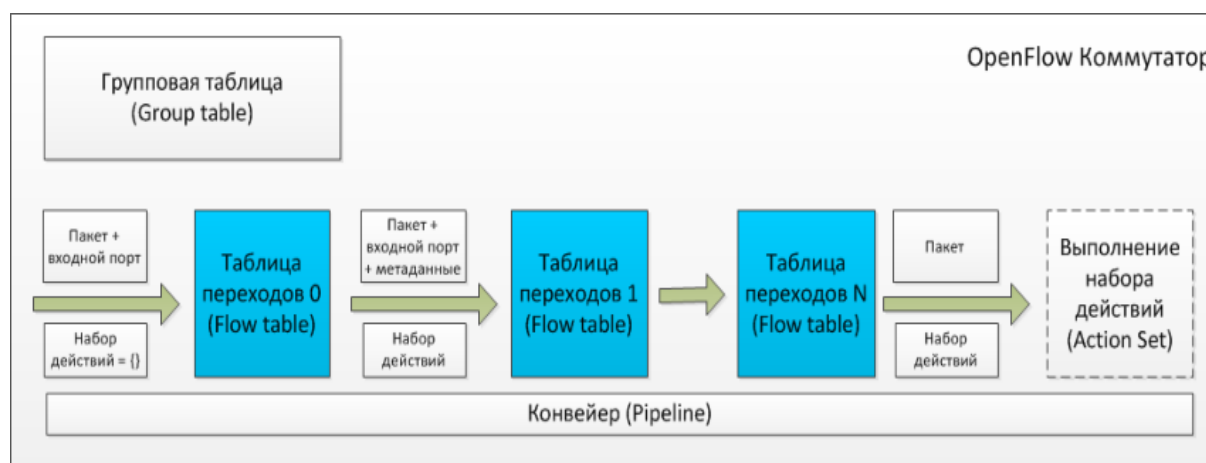


Рис. 1. Информационный пакет, обрабатываемый в коммутаторе OpenFlow

Задачи OpenFlow-коммутатора:

- создание и обеспечение работы канала, обеспечивающего заданную степень защиты информации, циркулирующей между коммутатором и контроллером;
- контроль состояния портов;
- контроль за прохождением информационного пакета;
- контроль за статусом информационного пакета;
- уведомление об ошибке прохождения информационного пакета;
- формирование новых правил прохождения информационных пакетов.

Канал, обеспечивающий заданную степень защиты информации, циркулирующей между коммутатором и контроллером

Канал, обеспечивающий заданную степень защиты информации, циркулирующей между коммутатором и контроллером, предназначен для повышения надежности передачи управляющих команд и информационного потока и недопущения воздействия на них, не имеющих на это ролевого доступа.

Список используемых источников

1. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научнотехническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 107–111.

2. Сагдеев А. К., Чукариков А. Г. Обоснование оперативно-технических требований к информационно-телекоммуникационным сетям специального назначения, функционирующих с использованием ресурсов ЕСЭ РФ, в условиях конфликта в киберпространстве // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 4. С. 99–103.

Статья представлена научным руководителем, доцентом ВУЦ СПбГУТ, кандидатом технических наук А. К. Сагдеевым.

УДК 654.739

ГРНТИ 49.33.29

ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МОДЕЛИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

С. Л. Добровольский, О. Д. Малинин, А. К. Сагдеев, Д. С. Самаркин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

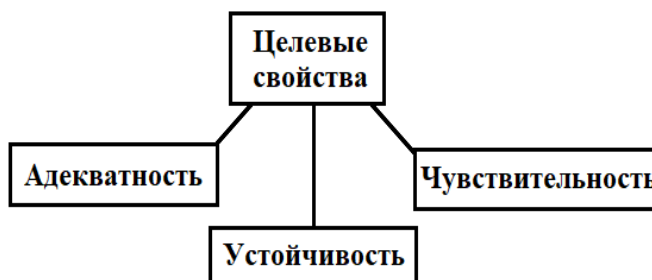
Непосредственно одними из заключительных этапов разработки моделей ИТКС ВН, является этапы проверки, оценки качеств и подсчет затрат выделенных ресурсов на разработку. Модели ИТКС ВН должны удовлетворять определённым критериям этих этапов. Рассматриваются целевые свойства модели, такие как адекватность, устойчивость и чувствительность, проведена оценка целевых свойств модели на основе методов математической статистики.

проверка, оценка качества и затрат выделенных ресурсов на разработку модели.

Особенностью имитационного моделирования является то, что полученные значения показателей и коэффициентов могут быть не всегда точны. Это можно объяснить тем, что:

- моделирование случайных процессов, часто строят на основе разнообразных датчиков случайных чисел, которые в целом являются квазислучайными, что может внести ошибку в работу модели;
- наличие нестационарного режима работы модели из-за частой смены стационарных состояний, не подчиняющихся какой-либо зависимости;
- применение разных, зачастую противоречащих друг другу, методов математического моделирования и логики для достижения цели в рамках одной модели;
- не всегда корректно составленный план эксперимента или отклонение от этого плана;
- рассинхронизация работы модели или ее составных частей [1].

Чтобы определить соответствие имитационной модели решаемым задачам исследования, надо идентифицировать ее со относимостью целевым свойствам, что показано на рис. 1.



Адекватность модели – это ее целевое свойство, описывающее насколько представленная модель, реализует соответствие объекту, процессу или явлению, которое она представляет. Стоит заметить, что на практике, адекватность модели необходимо оценивать не по соответствию реальному объекту, процессу или явлению, а по соотношению к целям исследования [2].

Главным способом, позволяющим оценить адекватность модели, считают математическую статистику, которая обеспечивает сравнение полученных данных со статистическими критериями и показателями [3].

Процедура оценки основана на сравнении измерений на реальной системе и результатов экспериментов на модели и может проводиться различными способами:

- по средним значениям откликов модели и системы с использованием распределения Стьюдента;
- по дисперсиям отклонений откликов модели от среднего значения откликов системы;
- по максимальному значению относительных отклонений откликов модели от откликов системы [4].

Учитывая то, что в системе принятия решений стран НАТО существует критерий на поражение целей противника, при котором должно выполняться условие, что вероятность вскрытия элемента должна быть не ниже 0,8 ($P_{\text{вскр эл}} \leq 0,8$), по аналогии примем пороговое значение вероятности идентификации элемента ИТКС ВН системой сетевого контроля равным 0,8.

Формулы: средние значения откликов для модели (1), для реальной системы (2), дисперсии откликов для модели (3), для реальной системы (4), дисперсии разности (5), значение t -статистики (6), представлены ниже:

$$\bar{Y} = \frac{1}{N_1} \sum_{i=1}^N Y_i, \quad (1)$$

$$\bar{Y}^* = \frac{1}{N_2} \sum_{i=1}^N Y_i^*, \quad (2)$$

$$D_n = \frac{1}{N_1-1} \sum_{i=1}^N (Y_i - \bar{Y})^2, \quad (3)$$

$$D_n^* = \frac{1}{N_2-1} \sum_{i=1}^N (Y_i^* - \bar{Y}^*)^2, \quad (4)$$

$$D_{pn} = \frac{(N_1-1)D_n + (N_2-1)D_n^*}{N_1 + N_2 - 2}, \quad (5)$$

$$t_n = |\bar{Y} - \bar{Y}^*| \sqrt{\frac{N_1 N_2}{D_{pn}(N_1 + N_2)}}, \quad (6)$$

Устойчивость модели – это ее целевое свойство, описывающее возможность модели обеспечивать адекватность проводимых исследований во всех возможных диапазонах, а также противостоять воздействию внешних факторов или компенсировать их гибкостью настроек. Исходя из практического использования имитационных моделей, можно отметить, что чем более точно модель описывает объект, процесс или явление и содержит большее количество параметров, тем более устойчивой является модель. Для оценки устойчивости модели также пользуются методами математической статистики [5].

Чувствительность модели – это ее целевое свойство, описывающее сравнение изменения модели с изменениями входных потоков данных, а также параметров модели.

В начальный момент времени работы модели, протекающие в ней процессы, не будут стационарными, а возникнет нестационарный процесс. Через некоторый интервал времени переходный процесс закончится, и модель перейдет в стационарный режим работы, вероятностные характеристики которого не будут зависеть от времени моделирования.

Так как на практике ограничиваются отсечением начального периода, равного 3–4 кратному времени прохождения модели самыми «медленными заявками», в качестве длительности переходного периода примем $T_0 = 2496$ модельных единиц или $N = 9$ прогонов модели. [6]

Определение необходимого числа реализаций n обеспечивает заданную точность и надежность результата. Для определения числа реализаций воспользуемся формулой:

$$n = \frac{t_{\alpha}^2 p(1-p)}{\varepsilon^2}.$$

Для вычисления вероятности p необходима предварительная оценка на малом числе испытаний. Так как проведение предварительной оценки не предусматривается, то воспользуемся случаем, когда: $p = 0,5$. Для величины доверительного интервала $\varepsilon = 104$ и априорной вероятности наступления события $\alpha = 0,99$ значение t -критерия Стьюдента равно $t_{\alpha} = 2,53$, а число реализаций:

$$n = \frac{2,53^2 - 0,5(1-0,5)}{10^{-4}} = 16003.$$

Для определения наиболее влияющих входных параметров модели диагностирования необходимо исследовать чувствительность имитационной модели. Проверку чувствительности модели к изменению исходных данных осуществим на примере генерации одного варианта ИТКС ВН. Диапазоны изменения входных параметров представлены в таблице 1. Расчет количества опытов для исследования чувствительности ИМ показал, что необходимо провести не менее 10 опытов. Значения входных параметров приведены в таблице 2. Результаты исследования чувствительности ИМ приведены в таблице 3.

Приращения входных параметров и изменения выходного параметра вычисляются по формуле:

$$\delta X = \frac{2 \cdot (\max X - \min X)}{\max X + \min X} \cdot 100\%$$

ТАБЛИЦА 1. Диапазоны изменения входных параметров

Входные параметры	Минимальное значение параметра	Максимальное значение параметра	Приращение параметра, %
N_{yc}	20	400	180
R_{yc}	2	6	100
L_{yc}	5	200	190
$N_{лп\max}$	1	10	160
$N_{лп}$	1	5	130

Исходя из значений, представленных в таблицах 1–3, можно сделать вывод, что рассматриваемая модель ИТКС ВН обладает достаточной степенью адекватности, а также модель оказывает высокую степень устойчивости своего функционирования при изменении входных потоков данных.

ТАБЛИЦА 2. Значения входных параметров для оценки чувствительности

№ эксп.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N_{yc}	138	158	289	269	297	166	300	91	358	147
R_{yc}	2	3	6	2	3	5	3	4	4	3
L_{yc}	45	37	139	58	32	140	149	95	35	94
$N_{лп\max}$	10	9	5	3	10	6	1	1	3	6

ТАБЛИЦА 3. Результаты исследования чувствительности ИМ

Входной параметр	Выходной параметр $\hat{P}(t)_{ин_i}$			Соотношение с приращением входного параметра
	min	max	$\delta\hat{P}(t)_{ин_i}, \%$	
N_{yc}	0,24	0,45	60	0,33
R_{yc}	0,1	0,9	160	1,6
L_{yc}	0,4	0,6	40	0,21
$N_{лп\max}$	0,4	0,6	40	0,25

Список используемых источников

1. Назарова О. Ю., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В., Шилина А. Н. Совершенствование методики количественной оценки угроз информационной безопасности телекоммуникационных систем и сетей // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2021. № 2. С. 77–84.

2. Васильев Д. Н., Гордийчук Р. В., Сагдеев А. К., Слюсарь В. А. Модель интегрированной информационно-телекоммуникационной системы военного назначения как объекта контроля // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 442–445.

3. Гордийчук Р.В., Ракоед А.А., Сагдеев А.К., Сидоренко Е.Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. С. 107–111.

4. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Содержательное описание модели конфликта информационно-телекоммуникационных систем специального назначения в киберпространстве // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2022. № 6–2. С. 108–112.

5. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Математическая модель конфликта информационно-телекоммуникационных систем специального назначения в киберпространстве // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2022. № 7. С. 78–82.

6. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Методика построения структурно резервированной информационно-телекоммуникационной сети, реализующая триадный принцип ее построения // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2022. № 3. С. 58–68.

УДК 621.396
ГРНТИ 49.33.29**ОЦЕНКА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ
СЕТЕЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРА – ПЛОЩАДЬ
ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ****А. А. Дрямов, А. М. Межуев, Н. М. Пономарев, Д. Л. Стуров**Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»

Статья посвящена рассмотрению вопросов оценивания цифровых сетей связи с использованием обобщенного показателя информационной эффективности – коэффициента полезного использования возможностей сети по передаче и хранению информации и полосы пропускания по входному трафику. В результате чего для оценки функционирования цифровой сети связи предлагается использовать новый параметр – площадь информационной эффективности.

цифровая сеть связи, информационная эффективность, коэффициент полезного использования, полоса пропускания по входному трафику, площадь информационной эффективности.

При создании и проектировании цифровых сетей связи (ЦСС) необходимо обеспечить их устойчивое и надежное функционирование с требуемым качеством. Для достижения данной цели следует исследовать и производить оценку информационной эффективности (эффективности информационного обмена) моделей ЦСС различной сложности в области высокой интенсивности входного трафика. При этом возникает задача нахождения условий наиболее качественной работы сети, в которой она использует свои потенциальные возможности по передаче и хранению информации, исходя из заданных технических характеристик.

В работе [1] для оценки эффективности информационного обмена сетей предложено в условиях высокого входного трафика использовать обобщенный параметр – удельная интегральная нагрузка сети, характеризующий реальное использование возможностей ЦСС по передаче и хранению информации:

$$P(\gamma_{\text{вх}}) = N(\gamma_{\text{вх}}) \cdot G(\gamma_{\text{вх}}) \Big|_{T \leq T_{\text{доп}}},$$

где N – общее количество пакетов, находящихся в ЦСС; G – производительность ЦСС, а $T_{\text{доп}}$ – значение максимально допустимого времени задержки пакета в сети (время жизни пакета).

В результате определения максимальной удельной интегральной нагрузки для модели идеальной сети, определяющей потенциальные возможности ЦСС по информационному обмену, исходя из ее технических характеристик:

$$P_{\max} = \sum_{i=1}^n N_i^{\max} \cdot C_i \Big|_{T \leq T_{\text{доп}}},$$

где n – число одноканальных систем (ОС), состоящих из буфера УК и КС, совокупность которых определяют модель идеальной сети, N_i^{\max} – емкость буфера i -ой ОС (УК и КС), C_i – пропускная способность i -ой ОС.

С учетом этого, оценка информационной эффективности ЦСС может быть осуществлена с помощью показателя – коэффициент полезного использования (КПИ) возможностей сети по передаче и хранению информации, как отношение представленных выше удельных интегральных нагрузок [2]:

$$\eta(\gamma_{\text{вх}}) = P(\gamma_{\text{вх}}) / P_{\max}.$$

Данный показатель отражает степень близости ЦСС к предельным физическим возможностям по передаче информации и может быть использован для однозначной сравнительной оценки информационной эффективности сетей с разными топологиями, функционирующих в неодинаковых условиях информационного обмена.

Использование заданного порогового уровня КПИ $\eta_{\text{пор}}$ в качестве критерия эффективной работы ЦСС [3] позволяет перейти от точечных $\eta_i(\gamma_{\text{вх}i})$ к интервальным оценкам на основе параметра – полоса пропускания ЦСС по входному трафику [4]:

$$\Pi_{\gamma_{\text{вх}}} = \gamma_{\text{вх пор2}} - \gamma_{\text{вх пор1}}, \quad (1)$$

где $\gamma_{\text{вх пор1}}$, $\gamma_{\text{вх пор2}}$ – значения входного трафика на границах полосы пропускания при $\eta_{\text{пор}}$.

При этом в условиях возрастающего входного трафика в сети происходит рост потерь информационных пакетов, поэтому для определения интервала эффективной работы ЦСС используется полоса пропускания по входному трафику, в которой обеспечивается функционирование с допустимым уровнем информационных потерь [5]:

$$\Pi_{\gamma_{\text{вх ИП}}} = \gamma_{\text{вх } D_{\text{пор}}} - \gamma_{\text{вх пор1}}, \quad (2)$$

где $\gamma_{\text{вх пор1}}$, $\gamma_{\text{вх } D_{\text{пор}}}$ – значения входного трафика на границах полосы пропускания при пороговых КПИ $\eta_{\text{пор}}$ и удельного приращения КПИ по входному трафику $D_{\text{пор}}$, соответственно.

Параметры, представленные выражениями (1) и (2), определяют области высокой эффективности ЦСС, а также могут быть использованы для работы механизмов алгоритмической и структурной адаптации [6, 7].

В случае совмещения точечных и интервальных методов оценки, представленных выше, и получения параметра, отражающего с одной стороны высокий КПИ, а с другой – широкий диапазон входного трафика, в которой сеть функционирует эффективно, предлагается использовать новый параметр для оценивания информационной эффективности ЦСС – «площадь информационной эффективности сети», определяемый по формуле:

$$S_{\text{ИЭ}} = \int_0^{\infty} \eta(\gamma_{\text{вх}}) d\gamma_{\text{вх}},$$

а «площадь информационной эффективности сети с учетом допустимых информационных потерь» будет вычисляться по формуле:

$$S_{\text{ИЭИП}} = \int_0^{\gamma_{\text{вх} D_{\text{пор}}}} \eta(\gamma_{\text{вх}}) d\gamma_{\text{вх}}.$$

Для инженерных расчетов также предлагается использовать приближенные методы, которые упрощают получение данных параметров. При этом площадь информационной эффективности ЦСС будет вычисляться по формуле:

$$S_{\text{ИЭ}} = \eta_0 \cdot \Pi_{\gamma_{\text{вх}}},$$

где η_0 – максимальное (резонансное) значение КПИ при входном трафике $\gamma_{\text{вх} 0}$, а площадь информационной эффективности ЦСС с учетом допустимых информационных потерь будет вычисляться по формуле:

$$S_{\text{ИЭИП}} = \eta_{D_{\text{пор}}} \cdot \Pi_{\gamma_{\text{вх} \text{ ИП}}},$$

где $\eta_{D_{\text{пор}}}$ – пороговое значение КПИ с учетом допустимых информационных потерь при удельном приращении по входному трафику равном $D_{\text{пор}}$.

На рис. 1 представлена функция информационной эффективности ЦСС $\eta(\gamma_{\text{вх}})$, на которой изображены новые параметры информационного обмена ($S_{\text{ИЭ}}$, $S_{\text{ИЭИП}}$) и значения необходимые для их вычисления (η_0 , $\eta_{\text{пор}}$, $\eta_{D_{\text{пор}}}$, $\gamma_{\text{вх} \text{ пор}1}$, $\gamma_{\text{вх} \text{ пор}2}$, $\gamma_{\text{вх} D_{\text{пор}}}$, $\Pi_{\gamma_{\text{вх}}}$, $\Pi_{\gamma_{\text{вх} \text{ ИП}}}$).

Таким образом, разработанные параметры оценки информационной эффективности для исследования функционирования ЦСС с различными структурами и техническими характеристиками позволяют определить новые инварианты сети, имеющие ясный физический смысл и отражающие способность сети обеспечивать высокую информационную эффективность в широком диапазоне изменения входного трафика, в том числе, с учетом

допустимых потерь информационных пакетов. Полученные значения $S_{ИЭ}$ и $S_{ИЭИП}$ могут быть использованы для сравнения различных ЦСС с целью последующей выработки практических рекомендаций для повышения эффективности информационного обмена сетей связи.

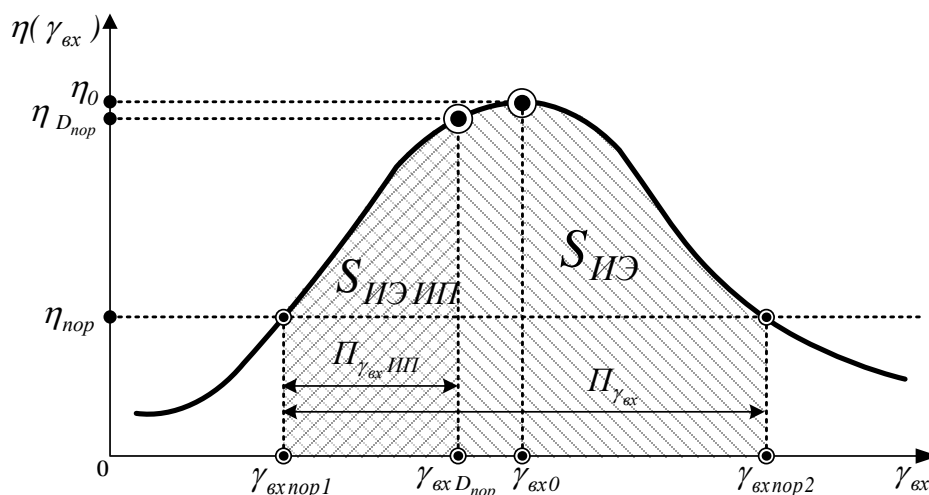


Рис. 1. Функции информационной эффективности ЦСС

Список используемых источников

1. Межуев А. М., Коренной А. В. Оценка эффективности сетевых информационных систем обобщенным показателем / Радиотехника. 2021. № 3. С. 65–77.
2. Межуев А. М., Пасечников И. И., Пономарев А. В., Стуров Д. Л. Способ оценки информационной эффективности системы связи. Пат. 2477928 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «ВАИУ» (г. Воронеж) МО РФ. – № 2011151376/08; заявл. 15.12.11; опубл. 20.03.13.
3. Межуев А. М. Интервальная оценка качества информационного обмена в цифровых радиосетях. Воронеж : Вестник ВИ ФСИН, №2, 2015. С. 21–26.
4. Межуев А. М., Пасечников И. И., Роговенко О. Н. Способ оценки эффективности информационного обмена системы связи. Пат. 2571917 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель ФГКВУ ВПО «ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж) МО РФ. – № 2014140578/08; заявл. 07.10.14; опубл. 27.12.15.
5. Межуев А. М., Стуров Д. Л., Панкратьев А. Н., Родионов Д. В. Способ оценки эффективности информационного обмена системы связи с учетом информационных потерь. Пат. 2779503 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель ФГКВУ ВО «ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж) МО РФ. – № 2021134485; заявл. 24.11.21; опубл. 08.09.22.
6. Межуев А. М., Коренной А. В., Стуров Д. Л. Способ эффективного управления структурой цифровых радиосетей с учетом условий информационного обмена / Радиотехника, 2018. № 11. С. 74–81.
7. Межуев А. М., Коренной А. В., Стуров Д. Л. Метод структурной адаптации телекоммуникационных систем с обеспечением допустимых информационных потерь / Радиотехника, 2020. № 3. С. 29–39.

УДК 378.147
ГРНТИ 14.85.35

ПРИМЕНЕНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА ПО ТЕХНИЧЕСКИМ ДИСЦИПЛИНАМ

Р. С. Знобищев¹, А. М. Межуев², А. В. Подборцев², Д. Л. Стуров²

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»

Статья посвящена рассмотрению вопросов разработки автоматизированной обучающей системы с применением 3D-моделей радиоприемников военной техники связи и элементов VR-технологии, а также исследованию эффективности ее использования в учебном процессе военного вуза.

автоматизированная обучающая система, 3D-модели, радиоприемные устройства, электронные образовательные ресурсы, VR-технологии, педагогический эксперимент.

В образовательной системе Министерства обороны Российской Федерации накоплен положительный опыт по полномасштабному внедрению активных образовательных технологий в учебный процесс военного вуза [1].

Федеральная целевая программа развития образования в РФ формирует перечень требований, предъявляемых к современному национальному образованию и перспективам ее развития. Основными из них является оснащение новейшим учебно-производственным, компьютерным оборудованием и программным обеспечением образовательных учреждений профессионального образования, внедряющих современные образовательные программы, внедрение в педагогическую практику электронных учебно-методических материалов нового поколения. Особое место среди них занимают электронные программы имитации работы реальных устройств, которые способствуют выработке практических навыков и формированию профессиональных компетенций обучающихся [2]. В условиях недостаточного финансирования и поставок военной техники связи и радиотехнического обеспечения (РТО), а также для изучения новейших образцов радиостанций и радиоприемников, поступающих в войска, возникает необходимость в разработке прикладных компьютерных программ в виде 3D-моделей, изучаемых устройств с полной имитацией их органов управления и всех выполняемых функций. Таким образом, задача исследования возможностей применения и разработки пакета прикладных имитационных программ является актуальной и имеет важное практическое значение для

повышения качества подготовки военных специалистов в современных условиях.

Для того чтобы качественно подготовить специалиста по эксплуатации авиационных средств связи, знающего общие принципы построения функциональных узлов современных и перспективных средств радиосвязи, необходимо использовать новые информационные технологии в образовательном процессе. На кафедре «Передающих и приемных радиоприемных устройств (средств связи и РТО)» военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» при обучении курсантов по программам Федерального государственного стандарта 3++ в 6 семестре проводится дисциплина «Устройства приема и преобразования сигналов», включающая в себя курс лекций, лабораторные работы и практические занятия.

На лабораторных работах и практических занятиях по теме №6 «Типовые схемы и конструкции устройств приема и преобразования сигналов» используются лабораторные установки, построенные на базе образцов радиоприемных устройств (РПУ) военной техники связи и РТО, в частности РПУ: диапазона ДкМВ Р-170П-У КВ, Р-309К-1; диапазона МВ-ДМВ Р-997-1Б, Р-872.

При проведении практических занятий курсанты изучают: назначение, основные виды работы и технические характеристики РПУ; работу приемников по структурной схеме и функциональным схемам отдельных блоков; а также назначение органов управления и отображения, конструкцию радиоприемников с отработкой практических навыков по контролю их работоспособности с использованием технологических карт. Основные трудности, с которыми сталкиваются обучающиеся и преподавательский состав при проведении данных занятий это: наличие всего двух рабочих мест для отработки практических навыков; ограниченные возможности по изучению органов коммутации и управления, расположенных на задней панели РПУ; неудобства, связанные с невозможностью обеспечения наглядности, вследствие ограниченного пространства рабочих мест при стационарном размещении радиоприемников в тыльной части учебной лаборатории для изучения в составе подгрупп – 8 курсантов. Ситуация усугубляется при проведении лабораторных работ в ходе которых исследуются основные параметры и характеристики РПУ, оценивается их техническое состояние в соответствии с тактико-техническими характеристиками (ТТХ) и операциями, выполняемыми по технологическим картам в объеме технического обслуживания (ТО-2). В этом случае на ограниченном пространстве дополнительно размещается необходимая контрольно-измерительная аппаратура (КИА): генератор Г4-164 используется для формирования сигнала на рабочей частоте с заданным видом модуляции, который моделирует сигнал, поступающий из приемной антенны; вольтметр В7-16 и осциллограф С1-125

используются для контроля параметров информационного сигнала на телефонных выходах радиоприемников.

Одним из частичных решений данной проблемы было внедрение электронного учебно-методического комплекса (УМК) по дисциплине, где курсанты могут ознакомиться с теоретическими сведениями, с материалами лабораторных работ и практических занятий (в частности ТТХ РПУ, описанием рабочего места, структурными схемами и т. д.). Применение электронного УМК находит отклик у курсантов и помогает им в освоении дисциплины [3]. Однако этого недостаточно для выработки практических навыков и умений по эксплуатации и оценке технического состояния радиоприемных устройств военной техники связи и РТО.

В результате кафедрой совместно с научно-исследовательским центром образовательных и информационных технологий (НИЦ ОИТ) была инициирована научно-исследовательская работа [4]. Целью проводимых исследований являлась реализация компетентностного подхода к обучению и повышение практической направленности обучения при проведении практических занятий и лабораторных работ по дисциплине «Устройства приема и преобразования сигналов» с использованием пакета прикладных компьютерных программ в виде 3D-моделей, изучаемых РПУ и штатной КИА, применяемой для измерений. В ходе исследований обоснованы возможности применения пакета прикладных имитационных программ для ЭВМ, реализующих 3D-модели радиоприемников и радиостанций военной техники связи и РТО, изучаемых на практических занятиях дисциплины «Устройства приема и преобразования сигналов», а также сформированы методические рекомендации по организации и проведению практических занятий и лабораторных работ с использованием разработанного пакета прикладных имитационных программ. Имеющийся на кафедре компьютерный класс, а также персональные ЭВМ позволили в полном объеме провести необходимые исследования. Для разработки АОС была выбрана платформа Unity 3D, с применением элементов VR-технологии. Данная АОС позволяет обучающимся в интерактивной форме взаимодействовать с виртуальным вооружением и военной техникой, а также с различной аппаратурой, что позволяет формировать у пользователя компьютерной программы навыки практической работы.

Программный тренажер представляет собой интерактивную программу, позволяющую получить как теоретические знания, так и навыки практической работы. На рис. 1 представлено окно главного меню тренажера. В главном меню доступны 4 кнопки: «Справка», «Обучение», «Документация» и «Обучающее видео».

В меню «Справка» представлены справочные материалы о назначении и работе каждого РПУ и КИА. По нажатию кнопки «Справка» появляются требования по технике безопасности.

В режиме «Обучение» представлены основные устройства (РПУ и КИА), с которыми обучающийся может взаимодействовать и проходить непосредственно интерактивное обучение (рис. 2).

В разделе «Документация» представлены описания порядка выполнения практических занятий и лабораторных работ, а также описание функционала используемых устройств.



Рис. 1. Главное меню АОС



Рис. 2. Режим обучения в АОС

В разделе «Обучающее видео» представлены видеозаписи работы на реальных устройствах в лаборатории кафедры.

Проведенный на кафедре педагогический эксперимент был направлен на исследование вопросов эффективности применения АОС с использованием 3D-моделей изучаемых устройств для повышения качества образовательного процесса при проведении практических занятий и лабораторных работ по дисциплине «Устройства приема и преобразования сигналов». Задачи эксперимента состояли в изучении возможностей использования в рамках учебного времени и самостоятельной подготовки персональных

ЭВМ и АОС, обеспечивающих наиболее эффективное методическое обеспечение занятий.

Гипотеза эксперимента предполагала в рамках проведения педагогического эксперимента внесение изменений методике проведения практических и лабораторных работ на основе использования специального программного обеспечения и компьютерных классов кафедры с целью повышения эффективности проведения занятий. Использование специального программного обеспечения и компьютерных классов кафедры на занятиях и в ходе самостоятельной работы было предложено курсантам одного потока подразделения, а в другом потоке учебный процесс организовывался по отработанной на кафедре методике проведения занятий без использования АОС и компьютерных классов кафедры. Эксперимент проводился в течение осеннего семестра 2021/2022 учебного года. Результаты педагогического эксперимента показали существенное повышение среднего балла (на 0,57) обучения на учебном потоке, использующем разработанную АОС и пакет 3D-моделей, изучаемых РПУ.

Работа с подобными комплексами на базе ЭВМ вызвала неподдельный интерес курсантов, повысила эффективность их работы на занятиях и в целом успеваемость по дисциплине. Существенно улучшилась организованность обучающихся и их ответственность за результаты обучения путем реализации в АОС функций самообучения и самоконтроля с расширенными возможностями. В процессе использования АОС сформировался новый формат взаимодействия профессорско-преподавательского состава и обучающихся, в котором они выступают как равноправные участники учебного процесса и у обучающихся появляются возможности непосредственно участвовать в улучшении процесса обучения. Кроме того, применение АОС на основе 3D-моделей РПУ и необходимой штатной КИА по дисциплине «Устройства приема и преобразования сигналов» позволило: значительно увеличить количество рабочих мест (индивидуально до каждого обучающегося); расширить возможности по изучению органов коммутации и других элементов расположенных на задней панели РПУ; повысить наглядность обучения путем общей демонстрации виртуальной лабораторной установки, идентичной реальной лабораторной установке в аудитории; сформировать устойчивые навыки и умения практической работы с органами управления радиоприемников путем многократного повторения и отработки основных манипуляций; обеспечить реализацию пошагового самоконтроля и тестирования (для устранения ошибок) по отдельным элементам выполняемых операций без опасности вывести штатную аппаратуру из строя; расширить возможности поблочного изучения оборудования при сочетании функционала электронного пособия и лабораторного практикума.

Список используемых источников

1. Панков Н. А. Методические рекомендации по созданию интерактивных электронных учебников и обучающих курсов для подготовки военных специалистов по основным и дополнительным профессиональным образовательным программам. М. : Военный университет, 2016. 88 с.

2. Приказ Министра обороны Российской Федерации от 30 мая 2022 г. № 308 «Об организации образовательной деятельности в федеральных государственных организациях, осуществляющих образовательную деятельность и находящихся в ведении Министерства обороны Российской Федерации».

3. Межуев А. М., Делик В. М., Косинов Е. С. Устройства приема и преобразования сигналов : электронный учебно-методический комплекс. Воронеж : ВУНЦ ВВС «ВВА», Рег. № 3318 от 25.11.19 г. НИЦ ОИТ «ВВА».

4. Межуев А. М. и др. Исследование возможностей применения и разработка программного обеспечения для проведения практических занятий по дисциплине «Устройства приема и преобразования сигналов»: отчет о НИР «Модель-123». ВУНЦ ВВС ВВА; руководитель А. М. Межуев. Воронеж, 2021, № гос. рег. 1611733. 120 с.

УДК 654.739

ГРНТИ 49.33.29

ОСОБЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СЕТЕЙ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. В. Зубакин, Д. К. Назаров, В. В. Сазонов, А. С. Сальников

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В статье осуществлен анализ информационно-технического воздействия элементов сетей связи и передачи данных специального назначения. Проанализирован стек протоколов фрагмента объединённой автоматизированной системы связи. Выделены возможные методы сопряжения – трансляция, мультиплексирования и инкапсуляции. Обозначены проблемы сопряжения различных стеков протоколов.

элементы сетей связи и передачи данных, телекоммуникационные технологии и протоколы, сопряжение, ethernet, объем передаваемых данных, маршрутизация.

Известно [1–8], что в настоящее время информационно-технические взаимодействия элементов сетей связи и передачи данных специального

назначения реализуется на основе унифицированных телекоммуникационных технологий и протоколов, объединенных единым звеном управления и обеспечивающих предоставление услуг заданного качества.

При построении сети связи и передачи данных необходимо согласовать следующие вопросы сопряжения оборудования по технологиям и протоколам [9–11]:

1. Сопряжение по интерфейсам на физическом уровне.
2. Сопряжение по технологиям канального уровня.
3. Сопряжение на сетевом уровне, в том числе вопросы маршрутизации и адресования.
4. Сопряжение по отдельным технологиям и протоколам (резервирование, MPLS).
5. Сопряжение по механизмам безопасности (виртуальные сети, туннели).
6. Сопряжение на уровне транспортного протокола.
7. Сопряжение по механизмам качества обслуживания.

Решить все перечисленные задачи сопряжения элементов сетей связи и передачи данных возможно при реализации в них однотипных протоколов, технологий, интерфейсов с одной и другой стороны. При этом все механизмы, обязательные к реализации в технике, должны быть определены в одном руководящем документе.

Целью данной статьи является анализ информационно-технического взаимодействия элементов сети связи и передачи данных специального назначения различных звеньев управления, для эксплуатации в различных условиях обстановки.

Анализ информационно-технического взаимодействия пятидесяти семи средств (радиостанций – 14, цифровой радиорелейной аппаратуры – 3, аппаратуры широкополосного доступа – 5, мультиплексоров – 3, аппаратуры коммутации – 2, коммутаторов – 8, маршрутизаторов – 11, аппаратуры служебной связи – 1, телефонный аппарат – 1, серверов – 4, рабочих мест – 5) наземной компоненты объединенной автоматизированной цифровой системы связи показывает, что в технических средствах наиболее часто применяемые технологии и протоколы (рис. 1):

- на физическом уровне, подключение аппаратуры по низкоскоростным каналам (RS-232, C1-ТЧ, C1-ФЛ, C1-И, ТЧ, PDH, Ethernet);
- на канальном уровне вопросы взаимодействия аппаратуры по технологиям Ethernet, VLAN;
- на сетевом уровне вопросы IP, QoS;
- на транспортном уровне вопросы передачи информации по технологиям STM, BGP;
- на прикладных уровнях реализация DNS, DHCP.

Используя один из трёх методов сопряжения сетей связи и передачи данных специального назначения, такие как трансляция (преобразование данных в требуемый формат), мультиплексирование (объединение в одном устройстве несколько стеков протоколов) и инкапсуляция (упаковывание одних данных в другие) в целом позволит организовать информационно-техническое взаимодействие.

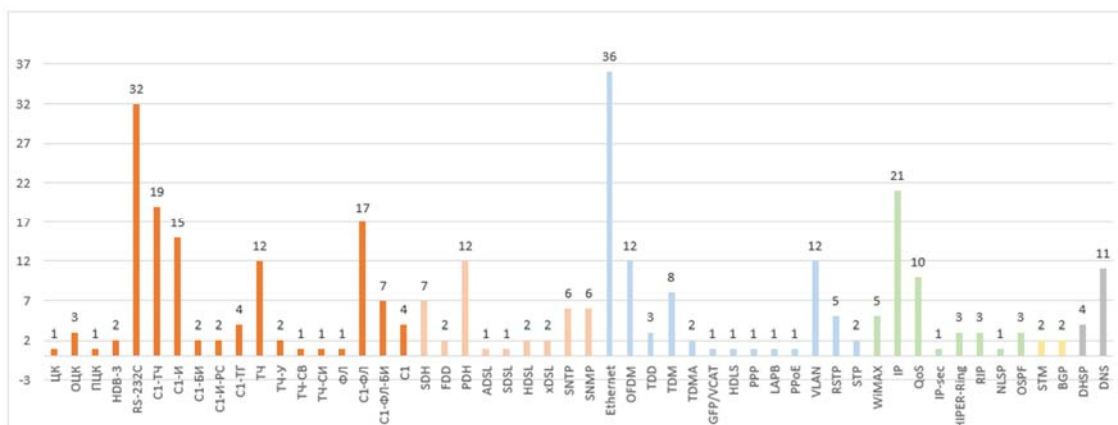


Рис. 1. Анализ информационно-технического взаимодействия средств наземной компоненты объединенной автоматизированной цифровой системы связи

Однако, следует отметить, что при рассмотрении вопросов информационно-технического взаимодействия базовой системы обмена данными АСУ ВС РФ, построенной на основе единого стека протоколов информационного обмена и сети закрытого сегмента передачи данных, построенного на базе стека протоколов ТСР/ІР, где необходимо решить сложные вопросы, связанные с максимальным объемом передаваемых данных, маршрутизацией и разработкой универсальных протоколов. Особое место в сложных вопросах занимают подходы, адекватно описывающие динамику изменения информационно-технического взаимодействия элементов системы связи и передачи данных специального назначения в различных условиях функционирования.

Список используемых источников

1. Воробьев С. П., Давыдов А. Е., Ефремов В. В., Курносков В. И. Инфокоммуникационные сети: энциклопедия. Том 1: Инфокоммуникационные сети: классификация, структура, архитектура, жизненный цикл, технологий / Под ред. С.П. Воробьева; изд. 2-е, перераб. и доп. СПб. : Научно-технологические технологии, 2019. 739 с.
2. Кручинин С. В. Межуровневые протоколы сетевых стеков // Научно-исследовательские публикации. 2017. № 1 (39). С. 40–46.
3. Кручинин С. В. Типы децентрализованных сетей и вариант построения децентрализованной сети полного стека протоколов // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2016. № 11 (190). С. 161–164.

4. Кручинин С. В. Семиуровневая модель OSI/ISO и стек протоколов TCP/IP: исследование взаимоотношения и интерпретации // Научно-исследовательские публикации. 2015. № 5 (25). С. 115–120.

5. Иванов В. Г. Модель технической основы системы управления специального назначения в едином информационном пространстве на основе конвергентной инфраструктуры системы связи : монография. СПб. : ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2018. 214 с.

6. Авдеев А. А., Долматов Е. А., Лисейкин Р. Е., Ляховский А. А., Одоевский С. М., Оранский С. В., Рашич В. О. Инфокоммуникационные системы специального назначения : учебное пособие / Под ред. С. М. Одоевского. СПб. : ВАС, 2016. 456 с.

7. Богачёв К. Г., Игнатъев В. М., Мещанин В. Ю. Анализ технологий передачи данных для построения сетей связи специального назначения // Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях. Труды II межвузовской научно-практической конференции. 2017. С. 127–130.

8. Макаренко С. И. Перспективы и проблемные вопросы развития сетей связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 18–68.

9. Аверьянов Е. Г. Теория и практика построения сетей передачи данных : учебное пособие. СПб. : ВАС, 2013. 123 с.

10. Николашин Ю. Л., Кулешов И. А. Предложения по методам сопряжения гетерогенных сетей связи специального назначения и их оценка // Техника средств связи. 2019. № 2 (146). С. 4–7.

11. Кулешов И. А., Мержеевский А. А. Алгоритм сопряжения гетерогенных сетей передачи данных // Техника средств связи. 2021. № 2 (154). С. 18–24.

УДК 621.391

ГРНТИ 81.93.29

НАСТРОЙКА СЕТЕВЫХ ПОДКЛЮЧЕНИЙ В ОПЕРАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

О. Б. Ильина¹, О. П. Купчиненко¹, А. В. Скоропад²

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²Санкт-Петербургский филиал – «ЛОНИИР» (ФГБУ НИИР)

Проведен анализ различных способов настройки сетевых подключений в современной операционной системе специального назначения «Astra Linux SE». Проанализированы преимущества и недостатки каждого способа настройки сети. Рассмотрены вопросы сетевого администрирования в операционной системе специального назначения «Astra Linux SE».

операционная система специального назначения, защита информации, сетевой интерфейс, сетевая служба, пакет, сетевой адаптер.

Современные версии операционной системы специального назначения (ОС СН) «Astra Linux SE» поддерживают возможность использования трёх (а с учётом возможности использования ОС СН «Astra Linux SE» для мобильных устройств – четырёх) способов настройки надежного и безопасного сетевого подключения.

Служба NetworkManager

Служба обеспечивает базовые операции с сетевыми интерфейсами. В первую очередь предназначена для использования на персональных компьютерах, предоставляет удобный графический интерфейс для выполнения базовых операций, но потребляет довольно много ресурсов, поэтому для серверных приложений не рекомендуется. Помимо проводных сетевых интерфейсов она может работать с интерфейсами WiFi.

В состав дистрибутива ОС СН «Astra Linux SE» входит сетевая служба NetworkManager и графический инструмент настройки сетевых интерфейсов – программа NetworkManager, обеспечивающая графический пользовательский интерфейс для выполнения всех стандартных операций по настройке сети в режиме настольного компьютера.

При стандартной установке ОС СН «Astra Linux SE» служба NetworkManager и соответствующая графическая надстройка устанавливаются и запускаются автоматически, получая в доступ управление всеми внешними сетевыми интерфейсами.

Графический инструмент после установки доступен через меню «Пуск – Панель управления – Сеть – Сетевые соединения», или через кнопку быстрого запуска на линейке в нижней части экрана.

Документация по использованию NetworkManager находится в каталоге `/usr/share/doc/network-manager`.

Конфигурационные файлы NetworkManager находятся в каталоге `/etc/NetworkManager`.

Для работы с NetworkManager в командной строке применяется инструмент `nmcli`.

Инструмент может работать с устройствами (*devices, dev*) или с соединениями (*connection, con*).

При установке ОС СН по умолчанию устанавливается сетевой интерфейс «Проводное соединение 1», настроенный на получение динамического адреса по протоколу DHCP. Кроме «длинного» имени «Проводное соединение 1» можно использовать опции `path` (выбор соединений по номеру конфигурации в шине *dBus*) или `apath` (выбор активных соединений по номеру конфигурации в шине *dBus*), например, `nmcli con show path 3`.

Полное описание командного интерфейса доступно в общей системе документации:

```
man nmcli man
```

```
nmcli-examplesman  
nm-online
```

Во избежание конфликтов со службой `networking`, настроенная по умолчанию служба `NetworkManager` не работает с сетевыми интерфейсами, которые перечислены в файле `/etc/network/interfaces`. По умолчанию в файле `/etc/network/interfaces` присутствует только интерфейс локальной петли (*loopback*).

Для того, чтобы служба `NetworkManager` прочитала изменения конфигурации (а также изменения списка интерфейсов, перечисленных в файле `/etc/network/interfaces`), необходимо перезапустить службу `NetworkManager`.

При работе со службой `NetworkManager` можно использовать её псевдоним `network-manager`.

Для того, чтобы изменения настроек сетевого адаптера, сделанные через графический интерфейс, вступили в силу, необходимо перезапустить сетевой адаптер. При работе в графическом интерфейсе это можно сделать нажав левой кнопкой мыши на кнопку управления сетями на линейке инструментов и ещё раз нажав левой кнопкой мыши на имя сетевого адаптера в открывшемся списке.

Теоретически, службы `NetworkManager` и `networking` не должны конфликтовать, так как `NetworkManager` не работает с сетевыми интерфейсами, перечисленными в файле `/etc/network/interfaces`, а `networking` работает только с интерфейсами, перечисленными в этом файле, но при переходе к использованию службы `networking` лучше отключить `NetworkManager`.

Также можно удалить графическую оснастку `NetworkManager` (значок сети в панели задач) с помощью команды `apt-get remove`.

Кнопка будет скрыта в следующей сессии пользователя.

Служба `networking/resolvconf`

Служба предназначена для автоматизации настроек сетевых интерфейсов и (при использовании пакета `res.olvconf`) – для автоматизации перенастройки службы DNS при переключении между сетями. Служба удобна для использования в сценариях для автоматизации сложных серверных конфигураций и (при использовании пакета `resolvconf`) – для автоматизации автоматической перенастройки мобильных компьютеров, переключающихся между разными сетями. При стандартной установке ОС СН «Astra Linux SE» эта служба устанавливается и запускается автоматически, однако управление внешними сетевыми интерфейсами автоматически не получает, а управляет формально только интерфейсом локальной обратной петли (*loopback*).

Настройка сети TCP/IP из командной строки выполняется с использованием инструментов `ifup` и `ifdown`, входящих в пакет `ifupdown`, и предназначенных для высокоуровневого конфигурирования сети. При этом можно выделить два типичных случая:

для систем, работающих в статичной сети (например, для серверов), следует сохранять как можно более простую конфигурацию;

для систем, работающих с динамически меняющимися сетями и IP-адресами (например, для мобильных компьютеров) рекомендуется дополнительно использовать для настройки пакет `resolvconf`, который упрощает переключение конфигураций при смене сетевого адреса.

Пакеты `resolvconf` и `NetworkManager` могут конфликтовать, так как работают с одним файлом `/etc/resolv.conf` [1].

Пакет `ifupdown` содержит три команды: `ifup` и `ifdown`, которые обеспечивают настройки сетевых интерфейсов в соответствии с конфигурационным файлом `/etc/network/interfaces`, и команду `ifquery`, проверяющую корректность конфигурационного файла `/etc/network/interfaces`. При этом список включенных в данный момент интерфейсов хранится в файле `/run/network/ifstate`.

Сценарий изменения настройки сетевого интерфейса на примере интерфейса `eth0` включает следующие этапы:

внести изменения в файл `/etc/network/interfaces` в секцию, относящуюся к интерфейсу `eth0`;

проверить корректность файла командой:

```
sudo ifquery eth0
```

перезапустить интерфейс.

Рекомендуется перезапускать интерфейс одной командой, для того, чтобы не потерять компьютер при работе через удалённое подключение.

Не следует использовать низкоуровневые конфигурационные команды как, например, `ifconfig` и `ip` для переключения сетевых интерфейсов во включенное (*up*) состояние.

Ошибкой при использовании команд `ifdown/ifup` является повторное назначение параметров интерфейса неотключенным и некорректно работающим сервисом `NetworkManager`, при этом происходит игнорирование изменений, внесённых в файл `/etc/network/interfaces`. Для проверки полного состояния сетевого интерфейса вместо устаревшей команды `ifconfig` рекомендуется использовать современную команду `ip` из пакета `iproute2`.

Полное описание синтаксиса файла настроек интерфейсов `/etc/network/interfaces` доступно по команде `man interfaces`.

Не допускается использовать повторяющиеся имена в опциях `iface`.

Автоматическое включение интерфейса локальной петли при запуске системы задаётся в файле `/etc/network/interfaces`.

При настройке службы DNS, если не используется пакет `resolvconf`, соответствующая настройка параметров DNS должна быть выполнена вручную в файле `/etc/resolv.conf` [1].

Службы `systemd-networkd/systemd-resolved`

Это современные службы для автоматизации настроек сетевых интерфейсов и правил разрешения имён, базирующиеся на правилах `systemd` (программного пакета, который предоставляет набор системных компонентов для операционных систем семейства *Linux*). При стандартной установке ОС СН «Astra Linux SE» эти службы устанавливаются автоматически, но они находятся в заблокированном состоянии, поэтому, не запускаются и ничем не управляют.

Для использования служб `systemd-networkd/systemd-resolved` во избежание конфликтов при настройке сети следует:

отключить, остановить и заблокировать все остальные службы управления сетевыми интерфейсами: `NetworkManager`, `networking`, `resolvconf`;
разблокировать и запустить `systemd-networkd/systemd-resolved`.

Конфигурационные файлы сетевых служб `systemd` хранятся в каталоге `/etc/systemd/network`. Доступны следующие типы конфигурационных файлов:

`.link` – описывают физические параметры каждого интерфейса: имя, MAC, MTU и т. д.;

`.network` – описывают параметры сети: IP, маршруты, DNS и другие;

`.netdev` – описывают виртуальные интерфейсы, мосты.

Описания конфигурационных файлов находятся в общей системе документации:

`man systemd-networkd`

`man systemd.link`

`man systemd.network`

`man systemd.netdev`
`man systemd-resolved`.

Для реализации комплексного подхода к обеспечению защиты информации в компьютерных сетях [2, 3] рекомендуется настройка специальных программных или программно-аппаратных комплексов (файрволов, *firewall*), межсетевых экранов или брандмауэров).

Список используемых источников

1. Деньжонков К. А., Кий А. В., Пашенко В. В. и др. Основы построения и администрирования защищенной операционной системы специального назначения Astra Linux Special Edition : учебное пособие. СПб. : ВАС, 2019. 288 с.

2. Ильина О. Б., Купчиненко О. П., Скоропад А. В. К вопросу о сетевой безопасности и фильтрации пакетов // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании. VIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2019. Т. 2. С. 313–318.

3. Ильина О. Б., Купчиненко О. П., Скоропад А. В. К вопросу обеспечения информационной безопасности сети с помощью фильтрации пакетов // Информационная безопасность регионов России : материалы XI Санкт-Петербургской международной конференции, СПб, 23–25 октября 2019 г. СПб. : СПОИСУ, 2019. Т. 2. С. 434–436.

УДК 621.391
ГРНТИ 49.43.29

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА АЛГОРИТМА МАРШРУТИЗАЦИИ В СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Я. В. Кичко, В. С. Титов, А. М. Чуднов

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Управление группой роботов или беспилотных летательных аппаратов требует решения большого числа задач, касающихся обеспечения взаимодействия объектов друг с другом, информационного обмена. Повысить своевременность передачи данных в пакетной радиосети группы беспилотных объектов возможно за счет разработки нового алгоритма маршрутизации. В работе описана концептуальная постановка задачи синтеза алгоритма маршрутизации для сети передачи данных группы беспилотных летательных аппаратов, подробно описаны аспекты работы системы, на которые нужно обращать особое внимание при решении данной задачи.

сеть передачи данных, алгоритм маршрутизации, группа беспилотных летательных аппаратов, теория игр.

Беспилотная авиация и робототехника в настоящее время находят все большее применение в различных сферах человеческой деятельности, промышленности, народного хозяйства, в органах государственного управления, в различных министерствах и ведомствах, включая вооруженные силы.

Беспилотный летательный аппарат (БПЛА) представляет собой летательный аппарат без экипажа на борту, использующий аэродинамический принцип создания подъемной силы и способный совершать автономный полет с дистанционным управлением.

При применении в вооруженных силах, в зависимости от предназначения, БПЛА может обеспечить решение различных задач оперативного и тактического уровня. В качестве внешней нагрузки возможно использование различного вооружения, средств связи, радио и радиотехнической разведки и целеуказания [1–3].

Анализ применения БПЛА при ведении современных боевых действий в специальной военной операции (СВО) показал не только их боевую эффективность, но и необходимость выполнения многочисленных дополнительных требований. К ним можно отнести способность длительное время находиться в районе базирования, выполнять воздушное патрулирование большой дальности и продолжительности полета, выходить в районы расположения поражаемых целей (объектов) с боевой нагрузкой, иметь высокую степень боевой готовности, включая живучесть, безаварийность и помехозащищенность средств и комплексов БПЛА и подвесного оборудования.

Эффективность многократного применения БПЛА особенно проявляется при ведении видовой разведки, наблюдения, обнаружения, опознавания и сопровождения объектов (целей); обеспечения связи; ведения радио, радиотехнической и радиоэлектронной разведки, радиоэлектронной борьбы.

Кроме того, навесное оборудование может быть использовано для контроля состояния окружающей среды и обнаружения фактов применения химического, биологического, радиологического и ядерного оружия, доставки грузов, участия в информационных операциях и при решении задач поиска и спасения, для непосредственной авиационной поддержки и участия в воздушно-наступательной операции. Заслуживает внимания опыт применения в ходе СВО беспилотных летательных аппаратов для имитации ложных целей в зонах противовоздушной обороны (ПВО), для целеуказания системам оружия с лазерным наведением и при корректировке артиллерийского огня, для поражения наземных и надводных целей, включая поражение радиолокационных станций средств и комплексов ПВО противника, для обеспечения радиорелейной связи, применение в качестве воздушных мишеней.

Роботизация средств и комплексов с БПЛА позволяет реализовать возможность самообучения и адаптации к динамически изменяющимся условиям функционирования и задачам их применения в различных вариантах борьбы со средствами ПВО противника с баллистическими ракетами, при ведении воздушного боя и взаимодействия с другими летательными, наземными и надводными комплексами средств поражения противника.

Однако применение одиночных беспилотных летательных аппаратов позволяет решать только частные и достаточно простые задачи. Это можно объяснить сравнительно малыми возможностями для их выполнения. К ним можно отнести сравнительно небольшой радиус действия, ограниченного

бортовым энергоресурсом, небольшое число реализуемых функций за счет ограниченного набора исполнительных устройств и низкой вероятности выполнения поставленной задачи при функционировании одиночного БПЛА в экстремальных ситуациях, поскольку выход из строя одиночного объекта ведет к невыполнимости его боевой задачи.

Поэтому более эффективным является групповое решение сложных боевых задач с единой целевой установкой одновременно несколькими БПЛА. Объекты в группе могут быть однотипными, имеющими одинаковую конструкцию, одинаковое функциональное назначение и функциональные возможности, или разнотипными, имеющими разную конструкцию, разное функциональное назначение и соответственно разные функциональные возможности.

При групповом использовании резко увеличивается радиус действия за счёт территориального рассредоточения, расширяется набор выполняемых функций. Это обеспечивается путём установки на отдельных объектах одной или нескольких групп как разнотипных, так и однотипных исполнительных устройств.

В первом случае достигается многофункциональность одновременного решения и сокращения времени выполнения нескольких боевых задач.

Во втором случае достигается более высокая вероятность решения поставленной задачи за счет перераспределения целей между объектами группы в случае выхода из строя некоторых из них.

При групповом использовании БПЛА различного назначения возникает ряд весьма сложных задач, связанных прежде всего с проблемой управления ими и организацией взаимодействия объектов группы между собой для эффективного достижения цели, поставленной перед группой. Процессы управления и согласованного взаимодействия БПЛА в группе требуют своевременного, достоверного и безопасного информационного обмена между БПЛА и наземным пунктом управления (НПУ).

При анализе оператором НПУ общей ситуации выполнения задания группой БПЛА требуется оценка оперативной обстановки и выбор выполняемого и достаточно эффективного варианта с учетом наличия множества одновременно влияющих факторов и при отсутствии единственного показателя, однозначно оценивающего качество выполнения задач каждым БПЛА из группы по выбранному критерию. Это связано с необходимостью расчета индивидуальных маршрутов и действий каждого БПЛА, согласование их между собой по времени и объектам поражения.

В качестве критериев выполнения задач группой БПЛА могут служить обеспечение безопасности полета, эффективность использования ресурсов и оборудования БПЛА, время автономного полета, состав каналов и трактов и протоколов в командно-сигнальных и информационных трактах при необходимости обеспечения ретрансляции данных.

Проблема информационного обмена усложняется большими объемами передаваемой по каналам связи информации и ограниченной дальностью действия каналов связи при пространственном распределении беспилотных объектов группы.

Анализ алгоритмов маршрутизации [1, 4] показал, что существует возможность повысить эффективность процесса передачи данных в сети передачи данных (СПД) группы БПЛА за счет разработки оптимального алгоритма маршрутизации. Концептуальная постановка задачи синтеза такого алгоритма маршрутизации заключается в следующем.

Рассматривается группа БПЛА, состоящая из летательных аппаратов и НПУ. В общем случае в такую группу могут входить разнородные БПЛА, выполняющие различные функции, например, ретрансляции связи, разведки, огневого поражения объектов, транспортировки грузов, отвлечение средств ПВО противника и др. [2, 3].

В ходе выполнения задач БЛА в составе группы обмениваются информацией между собой и с НПУ по командному и информационному трактам, подверженным воздействию противника [2, 3, 5].

Совокупность БЛА с приемно-передающими средствами (ППС) на борту и каналов передачи данных между корреспондирующими парами составляют СПД группы БПЛА. Характеристики потенциально возможных каналов передачи данных между объектами группы задаются на основе информации об используемых на БПЛА типах ППС (их режимах работы, рабочих частотах приема/передачи, параметрами диаграммы направленности антенн, мощностью передатчиков, алгоритмов формирования и приема сигналов в радиолиниях и др.), выполняемых задачах, условиях распространения сигналов с учетом удаленности объектов друг от друга и воздействия помех различного вида.

Кроме того, необходим учет влияния противника на сеть за счет постановки радиоэлектронных помех и вывода из строя отдельных БПЛА различными средствами поражения.

На рис. 1 (см. ниже) приведена схема варианта взаимодействия объектов группы БПЛА. Сплошными линиями обозначены основные направления взаимодействия объектов, обеспечивающие выполнение предписанных группе задач, а пунктирными – вспомогательные или дополнительные направления, которые могут использоваться для наращивания или резервирования основных направлений. Номером 1 обозначен НПУ, 2, 3 – ретрансляторы связи; 4–6 специализированные аппараты, 7 – источник помех, который представляет собой совокупность внешних объектов, порождающих радиопомехи для СПД.

Для эффективного выполнения группой БПЛА задач по предназначению, требуется передача больших объемов информации по каналам связи с ограниченным ресурсом при территориальном распределении объектов

группы с учетом воздействия противника. Задача синтеза алгоритма маршрутизации сводится к построению и оптимизации системы маршрутных таблиц (СМТ), обеспечивающей требования по вероятности своевременной передачи данных в сети. Необходимо разработать систему, которая будет учитывать то, что противник всегда знает, какой вариант мы выбрали, и в ответ выберет наихудший для нас вариант воздействия.

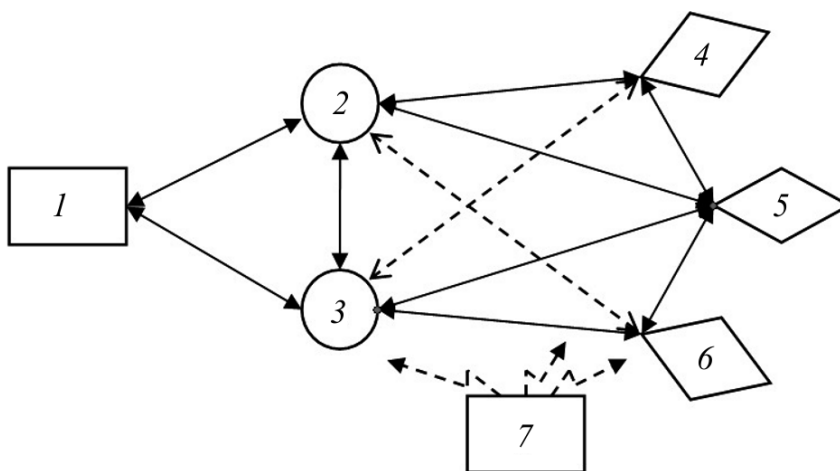


Рис. 1. Схема варианта взаимодействия группы БПЛА

Система (подсистема) управления СПД группы БПЛА может строиться с централизованным, частично (локально) централизованным или децентрализованным управлением. Но в группах с большим количеством БПЛА децентрализованное управление будет наиболее эффективно.

Процесс управления маршрутизацией предполагает сбор информации о состоянии СПД группы БПЛА, построение (оптимизацию) на основе полученных данных СМТ, рассылку таблиц по узлам сети с последующим вводом в действие.

Маршрутизация пакетов осуществляется по заранее рассчитанной СМТ на основании собранных данных о состоянии объектов сети и каналов связи между ними. Современные ППС, на базе которых может формироваться структура СПД в группе БПЛА, позволяют оперативно рассылать СМТ без потери эффективности управления сетью, при этом время перестройки на новый режим функционирования значительно меньше времени передачи сообщения в сети.

При решении исследуемой задачи источник помехи оптимальным образом распределяет энергетический ресурс помехи на сетевом уровне СПД с учетом ее оптимизированного воздействия на физическом и канальном уровнях системы. СМТ синтезируется «на наихудший случай» (с ее дискриминацией), т. е. из соображений обеспечения максимальной эффективности

показателя Q в наименее благоприятной среде, которая выбирается наилучшим образом после выбора варианта системы. Формально задача представляется в виде:

$$Q_-(X, Y) = \inf_{Y \in \mathcal{Y}} Q(X, Y) \rightarrow \max_{X \in \mathcal{X}}, \quad (1)$$

где X – собственно система, Y – взаимодействующая с системой среда, и определены допустимые множества \mathcal{X} и \mathcal{Y} вариантов систем и условий функционирования.

Задача (1) является оптимизационной по минимаксному критерию. Величина $Q_-(X, Y)$ – нижняя оценка, или гарантированное значение эффективности системы X в условиях Y .

Минимаксная оптимизационная задача решается как игра с дискриминацией системы:

$$G = \langle \mathcal{X}, \mathcal{Y}, Q(\cdot; \cdot) \rangle \quad (2)$$

при которой стратегия противодействующей системы (контрсистемы, противника) каждый раз формируется наилучшим образом под выбираемую стратегию системы.

Задача рассматривается в рамках игры (2) на множествах стратегий \mathcal{X}, \mathcal{Y} соответственно первого игрока – системы (СПД) и второго игрока, которым является контрсистема (источник помехи), с функцией выигрыша (первого игрока) $Q(\cdot; \cdot)$ [6, 7].

На основе концептуальной постановки задачи разрабатывается математическая модель СПД группы БЛА. Участвующие в оптимизационной задаче компоненты $\mathcal{X}, \mathcal{Y}, Q(\cdot; \cdot)$ формализуются при описании модели взаимодействия СПД и источника помехи.

Полученные результаты предполагают дальнейшую проработку затронутых вопросов в направлениях учета деталей оптимизации алгоритма маршрутизации.

Список используемых источников

1. Кичко Я. В. Протоколы маршрутизации, применяемые в сетях передачи данных группы беспилотных летательных аппаратов, их достоинства и недостатки // Региональная информатика и информационная безопасность : сб. тр. Вып. 11 / СПОИСУ. СПб., 2022. С. 64–67.
2. Bujari A., Calafate C. T., Cano J. C., Manzoni P., Palazzi C. E., Ronzani D. Flying ad-hoc network application scenarios and mobility models // Int. J. Distrib. Sensor Netw. 2017. Vol. 13. No. 10. P. 1–17. doi: 10.1177/1550147717738192.
3. Ананьев А. В., Стафеев М. А., Филатов С. В. Оценка эффективности систем связи и боевого управления на базе беспилотных летательных аппаратов межвидовой группировки войск // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2017. № 3 (3). С. 75–84.
4. Arafat M. Y., Moh S. Routing Protocols for Unmanned Aerial Vehicle Networks: A Survey // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 99694–99720. doi:10.1109/ACCESS.2019.2930813.

5. Чуднов А. М., Губская О. А., Кичко Я. В. Методика анализа вероятностно-временных характеристик обмена сообщениями в комплексе беспилотных летательных аппаратов // Известия ТулГУ. Технические науки. 2021. № 11. С. 117–124.

6. Bhattacharya S., Başar T. Game-theoretic analysis of an aerial jamming attack on a UAV communication network // Proc. 2010 American Control Conference (ACC 2010). Baltimore, Maryland. 2010. P. 818–823.

7. Чуднов А. М. Математические основы моделирования, анализа и синтеза систем. СПб. : ВАС. 2021. 193 с.

УДК378.4

ГРНТИ 14.15.07

**МЕТОДИКА ПРЕПОДАВАНИЯ ДИСЦИПЛИНЫ
«ВОЕННО-ПОЛИТИЧЕСКАЯ РАБОТА
В ВООРУЖЕННЫХ СИЛАХ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ» ПО ПРОГРАММЕ ВОЕННОЙ
ПОДГОТОВКИ ОФИЦЕРОВ ЗАПАСА
В ВОЕННОМ УЧЕБНОМ ЦЕНТРЕ ПРИ СПБГУТ**

В. М. Козырев, Ю. Ф. Лашин, А. В. Новак

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

С 2021 года в Военном учебном центре при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича введена новая дисциплина «Военно-политическая работа в Вооруженных Силах Российской Федерации» имеющая своей целью обучение студентов знаниям основ государственного и военного строительства, военно-политической обстановки, предназначения Вооруженных Сил по отражению угроз национальной безопасности, отечественной истории, традиций армии и флота, военной психологии и педагогики, норм морали и воинской этики, законодательства Российской Федерации и норм международного гуманитарного права.

О методике преподавания дисциплины «Военно-политическая работа в Вооруженных Силах Российской Федерации» в Военном учебном центре и будет рассказано в данной статье.

военная подготовка, Военный учебный центр, методика, подготовка, занятие.

Организация военно-политической работы в Вооруженных Силах осуществляется в соответствии с Конституцией Российской Федерации, федеральными конституционными законами, федеральными законами, актами Президента Российской Федерации, в том числе издаваемыми им как Вер-

ховным Главнокомандующим Вооруженными Силами Российской Федерации, Правительства Российской Федерации, нормативными правовыми актами Министерства обороны [1, 2].

Основными руководящими документами, регламентирующими организацию и проведение военно-политической работы в Вооруженных Силах Российской Федерации, являются:

– приказ Министра обороны Российской Федерации от 22 июля 2019 года № 404 «Об организации военно-политической работы в Вооруженных Силах Российской Федерации»;

– приказ Министра обороны Российской Федерации от 22 февраля 2019 года № 95 «Об организации военно-политической подготовки в Вооруженных Силах Российской Федерации».

Военно-политическая работа в Вооруженных Силах представляет собой комплекс согласованных и взаимосвязанных по целям, задачам, месту и времени мероприятий военно-политической пропаганды и агитации, психологических, культурно-досуговых и иных мероприятий, направленных на обеспечение высокого уровня морально-политического и психологического состояния личного состава, правопорядка и воинской дисциплины, формирование у военнослужащих морально-политических и психологических качеств, сплоченных воинских коллективов, обеспечивающих выполнение задач по предназначению в любых условиях [2].

Дисциплина «Военно-политическая работа» изучается студентами университета в составе модуля «Общевойсковая подготовка». Освоение учебного материала студентами университета модуля «Общевойсковая подготовка» осуществляется на втором курсе.

Всего на дисциплину «Военно-политическая работа» отводится 32 часа.

Примерный расчет часов и наименований тем для проведения занятий по дисциплине «Военно-политическая работа»:

Тема № 1: «Актуальные проблемы военного строительства на современном этапе и место Вооруженных Сил Российской Федерации в структуре государственных институтов» – 8 часов.

Тема № 2: «Основы военного права» – 4 часа.

Тема № 3: «Военно-политическая работа в Вооруженных силах Российской Федерации» – 6 часов.

Тема № 4: «Основные направления военно-политической работы» – 14 часов.

При изучении темы № 1 и № 2 студенты в течении двенадцати часов изучают вопросы, посвященные военным реформам в истории Российского государства, историю доблести российского воинства и славы русского оружия, вопросы военных, политических, военно-технических и экономических основ военной доктрины РФ, основы военного права.

При изучении темы № 3 студенты в течении шести часов изучают систему военно-политической работы в Вооруженных Сил Российской Федерации.

При изучении темы № 4 студенты в течении четырех часов, выделенных для проведения групповых занятий, осваивают вопросы организации занятий по военно-политической подготовке и информирования в подразделении.

В ходе занятий используется исторический подход, приводятся примеры образцового исполнения военными Вооруженных Сил воинского долга. Преподаваемый учебный материал тесно увязан с выполняемыми воинскими частями и подразделениями задачами, состоянием правопорядка и воинской дисциплины [3].

Обучающиеся на занятиях изучают вопросы организации в подразделении мероприятий информационного обеспечения, пропаганды и агитации, психологической подготовки, социального обеспечения, организации культурного обслуживания и досуга военнослужащих.

При изучении материала дисциплины основными видами занятий являются: лекционные, групповые и семинарские занятия.

Лекционные занятия включены в состав всех четырех тем. Количество часов, отводимое на лекционные занятия, составляет 18 часов, на групповые занятия – 4 часа, семинарские занятия – 10 часов.

Лекционные занятия проводятся с целью формирования у обучающихся фундаментальных знаний по изучаемой дисциплине. Лекции составляют основу теоретического обучения и дают систематизированные основы знаний по дисциплине, стимулируют познавательную деятельность обучающихся и способствуют формированию творческого мышления. В ходе лекционных занятий у обучающихся формируется теоретическая база профессиональных знаний и умений.

Групповые занятия являются существенным дополнением к лекционным занятиям. Групповые занятия обеспечивают связь теории с практикой и содействуют выработке у обучающихся умения применять на практике полученные знания. С этой целью преподаватель может использовать разработанные заранее «Задания на групповое занятие», что позволит студентам выполнять практические действия по подготовке и проведению занятий по военно-политической подготовке (одного из учебных вопросов занятия или одного из элементов распорядка дня, относящегося к плану военно-политической работы подразделения на месяц).

Преподавателю, при проведении групповых занятий рекомендуется применять разнообразные виды наглядности (схемы, карты, плакаты, слайды и т. д.).

На семинарских занятиях обучающиеся, под руководством преподавателя, обсуждают наиболее сложные вопросы учебного материала.

Преподаватель, при проведении семинара может использовать рефератно-докладную, вопросно-ответную или смешанную формы проведения занятия.

Семинарские занятия включены в состав каждой темы, что позволяет осуществлять текущий контроль по дисциплине, предназначенный для проверки хода и качества усвоения учебного материала, стимулирования учебной работы обучающихся и совершенствования методики проведения занятий.

Кроме того, в начале каждого учебного занятия преподавателю рекомендуется осуществлять контроль усвоения ранее изученного, а в ходе занятия – нового учебного материала. Контроль знаний основных теоретических положений дисциплины проводится путем выборочного устного или письменного опроса всей группы в форме кратких (8–10 минут) письменных ответов, обучающихся на вопросы преподавателя. Контролю целесообразно подвергать: на лекциях – 3–4-х обучаемых; на семинарах и групповых занятиях – до 100 % состава группы.

Качественному усвоению материала способствует использование, в полном объеме, возможности имеющейся учебно-материальной базы военного учебного центра и университета.

Важнейшим элементом учебно-материальной базы являются средства информационного обеспечения (учебные библиотеки, типографии, учебники, учебные пособия и учебно-методические материалы, научная и справочная литература, уставы, руководства, видеоматериалы, другие нормативные документы). Издание учебных пособий и учебно-методических материалов преподавательским составом обязательная часть педагогической деятельности каждого преподавателя.

Наличие в университете электронной информационно-образовательной среды обеспечивает преподавательскому составу и обучающимся дистанционный доступ к библиотечному фонду, массиву учебного материала своего университета и других учебных заведений страны.

Каждый преподаватель и каждый студент университета имеет свой личный кабинет на сайте университета, что позволяет, при необходимости проводить дистанционное обучение, осуществлять взаимодействие «преподаватель-обучающийся» путем их личного (и в составе группы) «электронного» общения (доведения информации, учебного материала, выдачи заданий и контроля их выполнения).

Совершенствование умений студентов по дисциплине проводится на самостоятельной работе. Полученные теоретические знания и умения студенты применяют и совершенствуют в ходе учебного сбора.

Список используемых источников

1. Козырев В. М., Лашин Ю. Ф., Новак А. В. Методика проведения военно-политической работы в военном учебном центре при СПбГУТ // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 3-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 520–524.
2. Приказ Министра обороны Российской Федерации от 22 июля 2019 года № 404 «Об организации военно-политической работы в Вооруженных Силах Российской Федерации». М., 2019.
3. Приказ Министра обороны Российской Федерации от 22 февраля 2019 года № 95 «Об организации военно-политической подготовки в Вооруженных Силах Российской Федерации». М., 2019.

Статья представлена педагогом-организатором управления по воспитательной и социальной работе СПбГУТ, кандидатом педагогических наук И. Г. Штеренбергом.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

РАСЧЕТ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЗАДЕРЖКИ ПРИЕМА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЕЙ BPSK(N)

Д. С. Кормачев, Д. О. Ноздрин, А. К. Сагдеев, Д. С. Самаркин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Приведен пример расчета потенциальной точности оценки задержки приема навигационных сигналов в зависимости от индекса модуляции. Показано, что при увеличении индекса модуляции наблюдается повышение точности оценки задержки приема навигационных BPSK(n) сигналов.

навигационные сигналы, глобальные навигационные спутниковые системы, модуляция BPSK(n).

В ГНСС ГЛОНАСС и GPS, а также развертываемых Galileo и BeiDou сейчас применяются сигналы с бинарной фазовой манипуляцией, для которой часто используют сокращенное обозначение BPSK (*binary phase shift keying*), а в зарубежной литературе BPSK(n), где $f_{\text{дк}} = n \times f_b = n \times 1,023$ МГц – частота следования символов дальномерного кода. Для модуляции BPSK(n) имеем:

$$g_{BPSK}(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\tau_{\text{дк}}} & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_{\text{дк}}, \\ 0 & \text{при иных } t. \end{cases} \quad (1)$$

Корреляционная функция (КФ) и спектральная мощность данного сигнала описываются выражениями [1]:

$$R_{BPSK}(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_{\text{дк}} & \text{при } |\tau| < \tau_{\text{дк}}, \\ 0 & \text{при иных } \tau. \end{cases} \quad (2)$$

$$S_{BPSK}(f) = \tau_{\text{дк}} \text{sinc}^2(\pi f \tau_{\text{дк}}) = \frac{1}{f_c} \text{sinc}^2(\pi f / f_{\text{дк}}) = \frac{1}{f_{\text{дк}}} \left[\frac{\sin(\pi f / f_{\text{дк}})}{(\pi f / f_{\text{дк}})} \right]^2, \quad (3)$$

где $f_{\text{дк}} = 1/\tau_{\text{дк}}$ – частота следования символов кода.

График корреляционной функции, соответствующий (2), представлен на рис. 1. Он имеет вид равнобедренного треугольника с основанием, равным $2\tau_{\text{дк}}$.

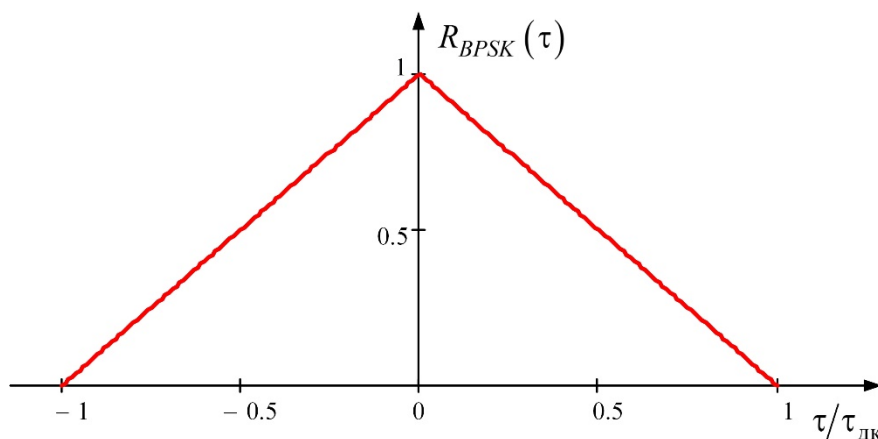


Рис. 1. Нормированная корреляционная функция

Выбор значений n для формирования $BPSK(n)$ сигналов производился из расчета существующих $BPSK$ -сигналов и отведенных полос частот ГНСС ГЛОНАСС [2]. Выбранные варианты $BPSK(n)$ сигналов представлены в табл. 1. Значения характеристик $P_{s, \text{ВОС}(m,n)}$, $\tilde{\beta}_{\text{ВОС}(m,n)}^2$, $\beta_{\text{ВОС}(m,n)}^2$ сигналов $BPSK(n)$ представленные в табл. 1 рассчитаны с помощью Mathcad, по формулам (4)–(6) соответственно.

$$P_{s, BPSK(n)} = \int_{+n f_b}^{+n f_b} \frac{1}{n f_b} \left[\frac{\sin(\pi f / n f_b)}{(\pi f / n f_b)} \right]^2 df = 0,903, \quad (4)$$

$$\tilde{\beta}_{BPSK(n)}^2 = \int_{-nf_b}^{+nf_b} (2\pi f)^2 \frac{1}{nf_b} \left[\frac{\sin(\pi f/nf_b)}{(\pi f/nf_b)} \right]^2 df = (2nf_b)^2, \quad (5)$$

$$\beta_{BPSK(n)}^2 = 1,108(2nf_b)^2. \quad (6)$$

Интегралы, входящие в (4) и (5) аналитически вычислялись в Mathcad.

ТАБЛИЦА 1 Характеристики радионавигационных сигналов ГНСС с $BPSK(n)$

№ п/п	Вид модуляции	f_b , МГц	n	$f_{дк}$, МГц	Δf_{BPSK} , МГц	$\tau_{дк}$, мкс	$P_{s, BOC}$	$\frac{\tilde{\beta}_{BPSK}^2}{10^{14}}$	$\frac{\beta_{BPSK}^2}{10^{14}}$
1.	$BPSK(0,5)$	1,023	0,5	0,5115	1,023	1,955	0,903	0,0105	0,0116
2.	$BPSK(1)$		1	1,023	2,046	0,9775	0,903	0,0419	0,0464
3.	$BPSK(2)$		2	2,046	4,092	0,4888	0,903	0,1674	0,1855
4.	$BPSK(4)$		4	4,092	8,184	0,2444	0,903	0,6698	0,7419
5.	$BPSK(5)$		5	5,115	10,23	0,1955	0,903	1,047	1,159
6.	$BPSK(8)$		8	8,184	16,37	0,1222	0,903	2,679	2,967
7.	$BPSK(10)$		10	10,23	20,46	0,0977	0,903	4,186	4,637

Произведем расчет потенциальной точности оценки задержки приема навигационных сигналов с модуляцией $BPSK(n)$ представленных в табл. 1. В теории спутниковой радионавигации энергетические характеристики условий приема радиосигналов в аппаратуре потребителя принято характеризовать параметром $q_{c/n_0} = P_{вх}/N_0$ [с⁻¹], представляющим собой отношение мощности полезного сигнала на входе высокочастотной части приемника $P_{вх}$ к спектральной плотности (односторонней) мощности внутреннего шума приемника N_0 [3]. Учитывая, что уровень мощности полезного сигнала на входе высокочастотной части приемника, находящимся на поверхности Земли в зависимости от угла возвышения для поддиапазонов $L1$ и $L2$ лежит в пределах от -167 до -157 дБВт для расчетов будем использовать среднее значения уровня полезного сигнала $\tilde{P}_{вх} = -161$ дБВт [4]. Учитывая также, что $N_0 = k k_{ш} T_0$ [Вт·с], $T_0 = 290^\circ$ К, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [Вт·с/К] – постоянная Больцмана; $k_{ш}$ – коэффициент шума приемника, и полагая $k_{ш} = 1,2$, получаем $N_0 = -203$ дБВт/Гц, $\tilde{q}_{c/n_0} = 10 \lg(q_{c/n_0}) = -161 + 203 = 42$ дБГц. Время наблюдения радиосигнала $T_H = 20$ мс (максимальное время наблюдения, определяемое длительностью символа цифровой информации, передаваемого в радиосигнале). Следовательно, $q = q_{c/n_0} T_H = 10^{0,1 \tilde{q}_{c/n_0}} T_H = 1,585 \cdot 10^4 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 316,98$ или $\tilde{q} = 25$ дБ.

Используя рассчитанные значения β_{BPSK}^2 сигналов $BPSK(n)$, представленные в табл. 1, и учитывая, что средний квадрат ошибки оценки задержки приема навигационных сигналов есть квадратный корень из дисперсии ошибки оценки задержки [5], получаем:

$$\sigma_{\tau BPSK(n)} = \sqrt{\sigma_{\tau BPSK(n)}^2} = \frac{1}{\sqrt{2q\beta_{BPSK}^2}}, \quad (7)$$

$$\sigma_{\text{пд} BPSK(n)} = \sigma_{\tau BPSK(n)} \cdot c, \quad (8)$$

где $\sigma_{\text{пд} BPSK(n)}$ – средний квадрат ошибки вычисления псевдодальности; $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Применяя выше описанную процедуру к каждому из сигналов с модуляцией $BPSK(n)$, представленных в табл. 1, с применением Mathcad, произведен расчет среднего квадрата ошибки оценки задержки приема навигационных сигналов и среднего квадрата ошибки вычисления псевдодальности. Результаты расчетов приведены в табл. 2.

ТАБЛИЦА 2 Характеристики потенциальной точности оценки задержки приема навигационных сигналов с $BPSK(n)$ модуляцией

№ п/п	Вид модуляции	σ_{τ} , мкс	$\sigma_{\text{пд}}$, м
1.	$BPSK(0,5)$	0,03689	11,067
2.	$BPSK(1)$	0,01844	5,533
3.	$BPSK(2)$	0,00922	2,767
4.	$BPSK(4)$	0,00461	1,383
5.	$BPSK(5)$	0,00369	1,107
6.	$BPSK(8)$	0,00231	0,692
7.	$BPSK(10)$	0,00184	0,553

Анализ результатов расчетов, представленных в табл. 1, 2, показывает, что с увеличением индекса модуляции n пропорционально увеличивается ширина спектра $BPSK(n)$ сигналов. Максимально возможный индекс $BPSK(n)$ модуляции для ГНСС ГЛОНАСС составляет 10, иначе при увеличении ширина спектра радиосигнала станет больше отведенной полосы частот [6]. С увеличением индекса модуляции наблюдается повышение точности оценки задержки приема навигационных $BPSK(n)$ сигналов, что также

влияет на уменьшение среднего квадрата ошибки вычисления псевдодальности $\sigma_{\text{пд}}$. Так при увеличении n с 0,5 до 10 ошибка вычисления псевдодальности снижается в 20 раз (табл. 2).

Список используемых источников

1. Калмыков И. А., Чипига А. А., Хайватов А. Б., Сагдеев А.К. Применение расширенных полей Галуа GF(2V) для повышения информационной скрытности передачи данных // Успехи современного естествознания. 2007. № 5. С. 78.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М. : Радиотехника, 2010. 800 с., ил.
3. Перов А. И., Болденков Е. Н. Сравнительный анализ характеристик приема сигналов спутниковых навигационных систем с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$ // Радиотехника. 2008. № 7. С. 26.
4. Ярлыков М. С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC -сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах : монография. М. : Радиотехника, 2017. 416 с.
5. Шатилов А. Ю. Характеристики радиосигналов глобальных спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС, GPS, Galileo, BeiDou и функциональных дополнений SBAS : учеб. пособие для вузов. М. : МЭИ, 2015. 36 с.
6. Болденков Е. Н., Липа И. В., Шатилов А. Ю. Модифицированный метод некогерентного накопления при поиске сигналов с модуляцией $BOC(n, m)$ // Радиотехника. 2011. № 7. С. 100–104.

УДК 623.61
ГРНТИ 78.25.33

МЕТОДИКА АНАЛИЗА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЗАДЕРЖКИ ПРИЕМА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ

Д. С. Кормачев, Д. О. Ноздрин, А. К. Сагдеев, Д. С. Самаркин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматриваются вопросы повышения точности при оценке задержки навигационных сигналов в глобальных навигационных спутниковых системах, предлагается методика по анализу потенциальной точности.

навигационные сигналы, глобальные навигационные спутниковые системы, оценка задержки приема.

Сигналы, имеющие структуру прямого расширения спектра с псевдослучайными последовательностями (ПСП), широко применяются в радионавигационных системах и имеют следующее математическое описание:

$$s(t) = A \cdot G_{\text{ци}}(t) \cdot G_{\text{дк}}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (1)$$

где A – амплитуда радиосигнала; $G_{\text{ци}}(t)$ – функция модуляции бинарным навигационным сообщением, принимающая значения ± 1 ; $G_{\text{дк}}(t)$ – функция модуляции дальномерным кодом [1], также принимающая значения ± 1 и имеющая период $T_{\text{псп}}$; ω_0 – несущая частота, уникальная, для каждого НКА из видимой группировки; $\varphi(t)$ – случайная фаза сигнала [2]. При использовании в качестве $G_{\text{дк}}(t)$ псевдослучайной последовательности (M -последовательности, коды Голда и др.) данный тип сигнала соответствует модуляции $BPSK(n)$.

Сигнал с модуляцией вида $BOC(m, n)$ описывается следующим математическим соотношением:

$$s(t) = A \cdot G_{\text{ци}}(t) \cdot G_{\text{тс}}(t) \cdot G_{\text{дк}}(t) \cdot G_{\text{м}}(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (2)$$

где A – амплитуда радиосигнала; $G_{\text{ци}}(t)$ – функция модуляции бинарным навигационным сообщением, принимающая значения ± 1 ; $G_{\text{тс}}(t)$ – функция модуляции посылок синхрокода для обеспечения тактовой синхронизации, также принимающая значения ± 1 ; $G_{\text{дк}}(t)$ – функция модуляции дальномерным кодом, также принимающая значения ± 1 и имеющая период $T_{\text{псп}}$; $G_{\text{м}}(t)$ – функция модуляции меандровой последовательностью (меандровое поднесущее колебание), для которого справедливо следующее соотношение [3–5]:

$$G_{\text{м}}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{м}} t)), \quad (3)$$

где $\text{sign}(x)$ – знаковая функция; $f_{\text{м}} = 1/T_{\text{м}} = 1/(2\tau_{\text{м}})$ – частота меандрового поднесущего колебания; $T_{\text{м}} = 2\tau_{\text{м}}$ – период меандрового поднесущего колебания; $\tau_{\text{м}}$ – длительность импульса меандрового поднесущего колебания (одного меандрового импульса).

Основой предлагаемой методики анализа потенциальной точности оценки задержки сигнала является решение задачи приема сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью $N_0/2$:

$$y(t) = s(t) + n(t). \quad (4)$$

Примем следующий постулат, что потенциальная точность оценки задержки сигнала, исследуемого на интервале времени T_H , определяется нижней границей Рао-Крамера (формула Вудворда) для дисперсии ошибки оценки задержки:

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{2q\beta^2}, \quad (5)$$

где $q = E/N_0$ – отношение энергии E сигнала $s(t)$ за время наблюдения T_H к односторонней спектральной плотности аддитивного N_0 шума, коэффициент:

$$\beta^2 = \frac{1}{P_s} \int_{-\infty}^{+\infty} (2\pi f)^2 S(f) df, \quad (6)$$

$$P_s = \frac{E}{T_H} = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df, \quad (7)$$

где P_s – мощность сигнала, $S(f)$ – спектральная плотность мощности сигнала, то есть функция описывающая распределение мощности сигнала в зависимости от частоты, то есть мгновенное значение мощности сигнала на частотном интервале, принятом за единицу измерения [6].

Значение β^2 описывает среднеквадратическую ширину спектра сигнала.

На вход приемного устройства навигационных сигналов глобальной навигационной системы поступает сигнал, имеющий структуру аддитивного белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью вида (4). При проведении первичной обработки во входном контуре радиоприемного устройства осуществляется фильтрация принятого навигационного сигнала по полосе пропускания Δf . Невозможность реализации линейных характеристик полосовых фильтров во входном контуре радиоприемного устройства навигационных сигналов приводит к искажению спектра сигнала $s(t)$ и спектра шума $n(t)$, что в свою очередь приводит к изменению характеристики параметра β^2 и дисперсии ошибки оценки задержки [7].

Таким образом, можно сделать вывод, что получаемая точность оценки задержки приема навигационных сигналов не удовлетворяет потребителя. Для устранения этого недостатка предлагается воспользоваться соотношением (6) с учетом полосы пропускания радиочастотного тракта. При этом

коэффициент передачи $K(i\omega)$ тракта предполагается идеально прямоугольным с единичным усилением в пределах полосы пропускания Δf и нулевым – за пределами полосы пропускания.

При использовании высказанного предложения соотношения (6), (7) примут вид:

$$\beta^2 = \frac{1}{P_s} \int_{f_0 - \Delta f/2}^{f_0 + \Delta f/2} (2\pi f)^2 S(f) df, \quad (8)$$

$$P_s = \int_{f_0 - \Delta f/2}^{f_0 + \Delta f/2} S(f) df, \quad (9)$$

Установив, что потенциальная точность оценки задержки не зависит от несущей частоты сигнала, имеет смысл произвести оценку потенциальной точности приема сигнала только для видеосигнала, не содержащего несущего колебания. Выражения для потенциальной точности в этом случае имеют вид:

$$\beta^2 = \frac{1}{P_s} \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} (2\pi f)^2 \tilde{S}(f) df, \quad (10)$$

$$P_s = \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} \tilde{S}(f) df, \quad (11)$$

где $\tilde{S}(f)$ – спектральная плотность мощности сигнала, смещенного в область низких частот.

Для получения аналитических оценок потенциальной точности по формулам (10), (11) в качестве модели низкочастотного эквивалента навигационного сигнала рассмотрим видеосигнал, представляющий последовательность символов некоторого кода:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t),$$

где a_k – некоррелированные случайные числа, принимающие с равной вероятностью значения ± 1 ; $g(t)$ – функция, описывающая символ кода, для которой можно записать выражение:

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_c, \\ 0 & \text{при иных } t, \end{cases}$$

где τ_c – длительность символа кода.

Будем полагать сигнал $s(t)$ периодическим с периодом T . При этом периоде имеем $N_c = T/\tau_c$ символов кода. При использовании корреляционной функции (КФ) сигнал примет вид:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t+\tau)dt. \quad (12)$$

Функция $R(\tau)$ зависит от случайных чисел a_k . Усредняя по значениям этих случайных чисел и учитывая их некоррелированность, выражение (12) запишем в виде:

$$\bar{R}(\tau) = \frac{N_c}{T} \int_0^{\tau_c} g(t)g(t+\tau)dt.$$

Двусторонняя спектральная плотность мощности сигнала $S(f)$ связана с корреляционной функцией преобразованием Фурье:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{R}(\tau)e^{-2\pi f\tau}d\tau.$$

Значение корреляционной функции при $\tau = 0$ равно мощности сигнала P_s (7). Введем нормированную корреляционную функцию $\bar{R}_H(\tau) = \bar{R}(\tau)/P_s$ для которой можно записать выражение:

$$\bar{R}_H(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(t)\tilde{g}(t+\tau)dt,$$

где $\tilde{g}(t) = g(t)/\sqrt{\tau_c}$, $\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}^2(t)dt = 1$. Данное условие означает, что сигнал

$\tilde{s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \tilde{g}(t)$ имеет единичную мощность. Таким образом, оценку по-

тенциальной точности задержки приема навигационных сигналов глобальных навигационных систем будем рассматривать именно для таких сигналов.

Выше сказанное позволяет предложить методику анализа потенциальной точности оценки задержки приема навигационных сигналов ГНСС:

1. Задать (определить) модель низкочастотного эквивалента навигационного сигнала.
2. Определить КФ низкочастотного эквивалента навигационного сигнала.

3. Вычислить спектральную плотность мощности, как преобразование Фурье от КФ.

4. Вычислить мощность сигнала P_s по формуле (11).

5. Вычислить среднеквадратическую ширину спектра сигнала β^2 по формуле (10).

6. Произвести операции 1–5 для различных параметров m, n сигналов с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$.

7. Вычислить средний квадрат ошибки оценки задержки приема навигационных сигналов σ_τ с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$.

8. Вычислить средний квадрат ошибки вычисления псевдодальности $\sigma_{пд}$ по сигналам с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$.

9. Произвести сравнение для различных параметров m, n сигналов с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$ при соизмеримых полосах частот путем вычисления отношения их дисперсий оценок задержки по формуле:

$$\rho = \frac{\sigma_{BPSK(n)}^2}{\sigma_{BOC(m,n)}^2} = \frac{\beta_{BOC(m,n)}^2}{\beta_{BPSK(n)}^2}. \quad (13)$$

Список используемых источников

1. Калмыков И. А., Чипига А. А., Хайватов А. Б., Сагдеев А. К. Применение расширенных полей Галуа GF(2V) для повышения информационной скрытности передачи данных // Успехи современного естествознания. 2007. № 5. С. 78.

2. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Методика построения структурно резервированной информационно-телекоммуникационной сети, реализующая триадный принцип ее построения // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2022. № 3. С. 58–68.

3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова; изд. 4-е, перераб. и доп. М. : Радиотехника, 2010. 800 с., ил.

4. Перов А. И., Болденков Е. Н. Сравнительный анализ характеристик приема сигналов спутниковых навигационных систем с модуляцией $BPSK(n)$ и $BOC(m, n)$ // Радиотехника. 2008. № 7. С. 26.

5. Ярлыков М. С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC -сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах : монография. М. : Радиотехника, 2017. 416 с.

6. Интерфейсный контрольный документ. «Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Навигационный радиосигнал в диапазонах $L1, L2$ ». Версия 5.1/2008.

7. Шатилов А. Ю. Характеристики радиосигналов глобальных спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС, GPS, Galileo, BeiDou и функциональных дополнений SBAS : учеб. пособие для вузов. М. : МЭИ, 2015. 36 с.

УДК 621.382:372.853
ГРНТИ 29.01.45

ФОРМИРОВАНИЕ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ МОДЕЛЬНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ В ОБУЧЕНИИ БУДУЩИХ ВОЕННЫХ ИНЖЕНЕРОВ-СВЯЗИСТОВ

С. В. Костарев¹, В. Г. Соловьев^{1,2}, С. Д. Ханин¹

¹Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

²Псковский государственный университет

Рассмотрено формирование фундаментальных модельных представлений с учетом границ их применимости при изучении физики будущими военными инженерами-связистами.

обучение физике, идеальные модели, границы применимости, электронные системы.

В работе определяются и обосновываются возможности обеспечения непрерывности в раскрытии востребованных в военно-профессиональной научно-технологической деятельности модельных представлений современных электроники и фотоники.

Хорошо известно, что предметом физики как науки являются идеальные модели, заменяющие реальные природные объекты. В этом находит свое отражение метод абстрагирования (и его частный случай – метод идеализации), в результате применения которого в физику вводятся такие идеальные модели, как материальная точка, математический маятник, абсолютно твердое тело, сплошная среда, идеальный газ, томсоновский колебательный контур, тонкая линза, абсолютно черное тело, прямоугольный потенциальный барьер и т. д. и т. п.

При изучении курса физики очень важно объяснить слушателям, что выбор той или иной идеальной модели, имеющей определенные границы применимости, зависит от конкретных условий поставленной задачи. Приведем классические примеры из механики: при рассмотрении движения нашей планеты по орбите Землю можно считать материальной точкой, но при рассмотрении вращения вокруг своей оси Землю уже нужно рассматривать как твердое тело; то же самое относится к массивному диску, подвешенному на пружине, когда он совершает соответственно вертикальные и крутильные колебания.

Следует отметить, что при переходе от простых моделей к более сложным необходимо учитывать известный методический принцип, сформулированный академиком Г. С. Ландсбергом [1], согласно которому на каждой новой стадии обучения человек должен *доучиваться*, но не *переучиваться*.

Как справедливо отмечается в статье [2], разработка удачной физической модели изучаемого явления способствует развитию целого ряда универсальных исследовательских навыков и умений. Широкие возможности здесь открывает физика и, в первую очередь, электронная теория твердого тела, которая буквально пронизана моделями и прекрасно иллюстрирует ценности и цену идеализации. Важно отметить устойчивость и логическую завершенность базовых моделей теории твердого тела, с одной стороны, и непрерывное развитие теории, пополнение ее новыми информативными моделями, с другой стороны. Это создает надежную основу и предопределяет саму возможность использования моделей физики твердого тела в целях развития культуры моделирования.

В силу профессиональной направленности подготовки курсантов Военной академии связи обсуждаемый вопрос приобретает особую актуальность при изучении твердотельной электроники, лежащей в основе наукоемких, в том числе информационных и коммуникационных технологий. Формирование фундаментальных модельных представлений в этой профессионально значимой для будущих офицеров-связистов области может проходить сквозной нитью через все физические курсы. При этом определенные возможности формирования понятий и представлений физических основ твердотельной электроники предоставляет задачный подход [3, 4]. В этом случае изучаемый материал не преподносится курсантам в готовом виде, а является результатом их самостоятельной работы по решению задач, возникающих по мере изложения курса. Изучение ключевых вопросов физических основ твердотельной электроники на основе решения задач способствует интеграции и активизации знаний, обеспечивает более глубокое понимание сложных представлений современной физики на последующих этапах обучения.

Так, при решении задачи о колебаниях связанных маятников в разделе «Механика» общего курса физики обнаруживается расщепление собственной частоты и, соответственно, энергии, на отвечающее числу осцилляторов количество частот (энергетических уровней), что служит пропедевтикой в освоении ключевых представлений квантовой электронной теории твердого тела о зонном характере его энергетического спектра; при рассмотрении движения материальной точки по гофрированной поверхности и тела в жидкости показывается целесообразность введения понятия эффективной массы, берущей на себя смысловую нагрузку учета внутренних сил. Понятие эффективной массы m^* , введение которого в физику твердого тела поз-

воляет упростить задачу о многих силах, действующих на электрон в кристалле со стороны периодических электрических полей, и учитывать только внешнее электромагнитное поле заслуживает детального рассмотрения. Как отмечал академик А. Ф. Иоффе [5], величина m^* не определяет ни запаса энергии, ни тяготения, ни инерционных свойств. В анизотропных кристаллах эффективная масса может зависеть от направления, так что даже направления внешней силы и ускорения могут не совпадать. Введение понятия эффективной массы носителей заряда в полупроводниках является важным этапом на пути развития модельных представлений при изучении физики конденсированного состояния. Вместе с тем, следует иметь в виду, что и эта модель имеет свои границы применимости, что проявляется, например, в физике наноструктур, когда соотношения, полученные теоретически на основе приближения эффективной массы, расходятся с данными эксперимента для очень малых наночастиц полупроводника сульфида кадмия [6]. Одна из возможных причин этого расхождения связана с тем, что при больших значениях (порядка 1 эВ) «синего» сдвига уровней размерного квантования часто используемое в теории приближение бесконечной глубины потенциальной ямы оказывается уже некорректным. Другой причиной может быть влияние непараболичности закона дисперсии, вследствие чего приближение эффективной массы перестает быть справедливым, так что более оправданным для частиц с размерами порядка 1 нм, по-видимому, оказывается приближение сильной связи.

Таким образом, модельные представления об электронных свойствах функциональных материалов могут формироваться уже на начальном этапе обучения физике в военно-инженерном вузе посредством решения соответствующих задач и далее, при изучении общепрофессиональных и специальных дисциплин, конкретизироваться с опорой на профессионально значимый для курсантов предметный материал.

Список используемых источников

1. Щербаков Р. Н. Г. С. Ландсберг: В будущем учащийся должен доучиваться, но не переучиваться // Педагогика. 2014. № 5. С. 95–102.
2. Ханин С. Д., Антифеева Е. Л. Физические модели явлений электронного переноса в изучении основ теории твердого тела // Физическое образование в вузах. 1999. Т. 5. № 4. С. 30–36.
3. Бордовский Г. А., Ханин Д. С. Формирование основных понятий и представлений физики конденсированного состояния вещества в задачах и примерах общего курса физики // Физика в системе современного образования : материалы VII Международной конференции. СПб. : РГПУ им. А. И. Герцена, 2003. Т. 1. С. 37–39.
4. Ханин Д. С., Хинич И. И. Циклы задач оценочного характера при обучении физике диэлектриков и полупроводников в педагогическом вузе // Известия Российского государственного педагогического университета им. А. И. Герцена. 2009. № 79. С. 144–153.

5. Иоффе А. Ф. Физика полупроводников. М.-Л. : Издательство АН СССР, 1957. 491 с. С. 132.

6. Кумзеров Ю. А., Соловьёв В. Г., Ханин С. Д. Физика регулярных матричных композитов и слоистых систем с наноструктурированными неорганическими и органическими веществами. Псков : ПГПУ, 2009. 288 с.

УДК 537.86
ГРНТИ 29.35.17

ФРАКТАЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ КАК АЛЬТЕРНАТИВА ХАОТИЧЕСКИМ СИГНАЛАМ В ЗАЩИЩЁННЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

С. В. Костарев, С. Д. Ханин, А. С. Шашкина

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В работе анализируются хаотические системы связи, выявляются ряд недостатков в них, таких как: высокая чувствительность к рассогласованию параметров передатчика и приёмника, невысокая конфиденциальность и т.д. Альтернативой хаотическим сигналам могут служить фрактальные сигналы, которые обладают рядом привлекательных свойств хаоса, но лишены основных его недостатков. За формирование несущего колебания отвечает генератор фрактального сигнала, построенный на основе обратносмещённого р-п-перехода. Показано, что результирующий частотно-модулированный сигнал с фрактальными характеристиками лишен ряда недостатков хаотических систем связи и относится к сверхширокополосным сигналам.

лавинный пробой, микроплазменный шум, полупроводники, фрактальный сигнал, динамический хаос.

Введение

Законы динамического хаоса со второй половины XX века нашли своё применение в науке и технике, в частности в радиотехнических системах.

Динамический (детерминированный) хаос – это сложные непериодические изменения состояния (колебания) динамической системы, порождаемые свойствами самой системы в отсутствие внешних шумов [1].

Научный интерес к детерминированному хаосу связан с тем, что он обладает многими свойствами случайных процессов, такими как сплошной спектр мощности, экспоненциально спадающая корреляционная функция, непредсказуемость во времени, высокая чувствительность к начальным

условиям. Данные свойства обусловили причины, определяющие привлекательность хаоса для использования в системах передачи информации.

Однако у хаотических систем связи можно выделить и ряд недостатков, среди которых (в зависимости от метода): высокая чувствительность к искажениям в канале связи; высокая чувствительность к шумам; высокая чувствительность к рассогласованию параметров передатчика и приёмника.

Альтернативой хаотическим сигналам могут служить фрактальные сигналы, которые обладают рядом привлекательных свойств хаоса, но лишены основных его недостатков.

Экспериментальная часть

В отличие от фрактальных сигналов, которые разработаны на сегодняшний день [2–4] и являются искусственно синтезированными, фрактальный сигнал от обратносмещенного $p-n$ -перехода является природным и также может быть использован в радиотехнике [5].

Структура устройства, представленная на рис. 1, может быть разбита на несколько блоков. В компактном виде генератор представляет собой источник фрактального сигнала и высокочувствительный, малозумящий усилитель, который содержит предварительный усилитель и главный усилитель, между которыми помещен регулятор уровня, роль которого выполняет переменный резистор 6.

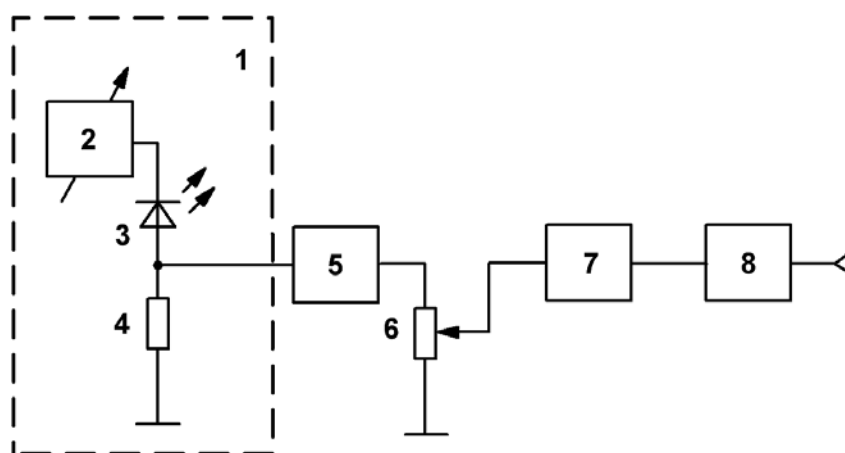


Рис. 1. Структурная схема устройства: 1 – источник фрактального сигнала; 2 – регулируемый прецизионный источник постоянного напряжения, 3 – светодиод; 4 – нагрузочный резистор, 5 – предварительный усилитель; 6 – переменный резистор; 7 – главный усилитель; 8 – корректирующий фильтр

Подготовка к работе данного устройства заключается в строгой установке требуемого значения выходного сигнала регулируемого прецизионного источника 1 постоянного напряжения, подаваемого на катод светодиода, что повлечет за собой установку желаемой величины фрактальной

размерности D . При этом с помощью регулятора 6 уровня следует выставить на выходе устройства необходимое значение напряжения.

На данное устройство был получен патент на изобретение [6].

Результаты и обсуждение

Генератор фрактального сигнала предназначен для использования как в радиоизмерительной технике при моделировании различных радиоэлектронных систем и проведении высокоточных измерений малых значений физических величин, так и в радиосистемах различного назначения в качестве опорного генератора случайного сигнала, обладающего фрактальным характером распределения вероятностных свойств, в том числе в фрактальной радиоэлектронике, фрактальных системах связи, компьютерной технике, локации и т. д.

Для того, чтобы использовать фрактальный сигнал генератора для передачи по каналу связи, необходимо подвергнуть его обработке. На первом этапе, исходя из установленного уровня компарации, фиксируются моменты времени, в которые появился импульс амплитудой более 2 мВ (верхняя осциллограмма). Далее осуществляется смешивание фрактальных импульсов с информационным бинарным сигналом. В такой смеси импульсы друг от друга становятся неотличимы.

Далее из смеси формируется пилообразный сигнал, средняя частота которого 100 МГц, положительному импульсу соответствует частота выше средней, отрицательному – ниже средней. Нарастание частоты пропорционально длительности временных интервалов между импульсами смеси. В результате получается частотно-модулированный сигнал с фрактальными характеристиками, который уже можно передавать по каналу связи с высокой степенью конфиденциальности.

В результате обратных операций на приемной стороне извлекается полезный сигнал, который повторяет переданный с точностью до задержки [7].

Заключение

Со времен появления работ Харкевича, Котельникова и Шеннона было известно, что широкополосные шумовые сигналы очень эффективны для передачи информации. В настоящее время фрактальные сигналы применяются в различных областях науки и техники, например, и в радиоизмерительной аппаратуре, и в радиосистемах различного назначения. Предполагаемая область применения для нашего фрактального сигнала – системы связи, в которых этот сигнал можно использовать для формирования широкополосного помехозащищенного несущего колебания и конфиденциальной передачи

Список используемых источников

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М. : Физматлит, 2002. 252 с. ISBN: 5-94052-066-9.
2. Хандурин А. В. Сигналы с аддитивной фрактальной структурой: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Хандурин Андрей Владимирович. Москва, 2011, 216 с.
3. Потапов А. А., Гильмутдинов А. А., Ушаков П. А. Фрактальные элементы и радиосистемы: Физические аспекты : монография / Под ред. А. А. Потапова. М. : Радиотехника, 2009. 200 с.
4. Болотов В. Н., Ткач Ю. В. Генерирование сигналов с фрактальными спектрами // ЖТФ. 2006. Т. 76. Вып. 4. С. 91–98.
5. Шашкина А. С., Кривошейкин А. В., Скворцов Н. Н., Воротков М. В. Лавинный пробой р-п-перехода в задачах радиотехники // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16. № 5. С. 864–871.
6. Скворцов Н. Н., Шашкина А. С., Воротков М. В. Устройство для генерирования случайного сигнала с фрактальными свойствами. Пат. 2609754 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения». – № 2015134896; заявл. 18.08.15; опубл. 02.02.17.
7. Шашкина А. С., Скворцов Н. Н., Кривошейкин А. В., Воротков М. В. Метод передачи сигналов на основе микроплазменного шума // Инновационные технологии в медиаобразовании : материалы Международной научно-практической конференции, 20–21 мая 2016. СПб. : СПбГИКиТ, 2016.

УДК 004.056

ГРНТИ 49.33.35

**ПРИМЕНЕНИЕ ИНДИКАТОРОВ АТАК
ДЛЯ АТРИБУЦИИ СПОСОБОВ КОМПРОМЕТАЦИИ
ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ЦЕЛЕВЫХ АТАК
НА ОБЪЕКТЫ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ**

И. В. Котенко, С. С. Хмыров

Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук

Стремительный рост продвинутых сложных атак и постоянная эволюция АРТ-группировок обуславливают необходимость усиления механизмов защиты, в том числе атрибуции способов компрометации целевой среды и противодействия таким угрозам. Развитие данной научной области привело к использованию новых параметров, которые позволяют улучшить обнаружение потенциальных угроз на ранней стадии деструктивного воздействия. В работе рассматривается один из таких наборов показателей – индикаторы атаки.

целевые атаки, критическая инфраструктура, атрибуция кибернарушителя, кибербезопасность, индикаторы атаки.

Применение различного рода индикаторов для аналитики угроз безопасности является довольно распространенным подходом у сообщества исследователей и специалистов в области информационной безопасности [1–4]. Введем определение индикатора для сферы безопасности информации как признака, оповещающего о попытках осуществить деструктивное воздействие (кибератаку) на защищаемую инфраструктуру или о реализации уже выполненного деструктивного воздействия (совершенной кибератаки) на защищаемую информационную инфраструктуру.

Одним из наиболее популярных семейств индикаторов в настоящее время являются индикаторы компрометации (*Indicators of Compromise, IoC*). Данный тип индикаторов - это наблюдаемые в целевой среде, ее информационной инфраструктуре или на конкретном устройстве (конечной точке) активности или объекты, которые с высокой степенью указывают на компрометацию (несанкционированный доступ) [5].

Работа с IoC осуществляется на ранних (первоначальных) стадиях деструктивного воздействия на целевую среду, в том числе для противодействия известным угрозам.

К распространенным индикаторам компрометации относятся:

- увеличение количества неправильных входов в систему или запросов на доступ, которые могут указывать на атаки методом подбора;
- необычная активность со стороны администратора или привилегированных учетных записей, включая запросы на дополнительные разрешения;
- необычные запросы серверов доменных имен (DNS) и конфигурации реестра;
- хеш-сумма файла, email-адреса, доменные имена, IP-адреса и т. п.

Стоит отметить, что анализ IoC носит реактивный характер, т. е. если организация находит индикатор, то с большой долей вероятности она уже скомпрометирована [6].

К основным недостаткам индикаторов компрометации необходимо отнести [7]:

- современные АРТ-группировки (кибер-нарушители) применяют модульное вредоносное программного обеспечения (ПО), технику доставки вредоносного файла с помощью легитимных операций, например, скриптов PowerShell [8];
- снижение доверия к индикаторам и их значимости, за счет рассылки кибер-злоумышленниками большого количества ложных IoC. Применение индикаторного шума (на подобию применения «белого шума») [9];
- индикаторы IoC жестко привязаны к исходным данным (показателям), постоянная эволюция АРТ-групп и применяемого инструментария

в ходе реализации целевых атак, приводит к изменению известных сигнатур и делает их не выявляемыми.

Соответственно IoC становятся низко эффективными при борьбе с целевыми атаками. Наиболее перспективным выглядит применение индикатора атаки (IoA).

Описание индикаторов атаки (IoA)

Индикаторы атаки (IoA) сосредоточены на определении намерений злоумышленника, независимо от вредоносного ПО или уязвимости ПО (эксплойта), использованного при компрометации целевой среды в ходе реализации кибер-атаки. Современные решения безопасности следующего поколения переходят на подход на основе IoA, впервые предложенный CrowdStrike [10]. IoA представляют собой определенное правило или набор правил, которые описывают этапы действий по аналогии с моделью Kill Chain [11]. Данные действия в инфраструктуре классифицируются, как свидетельство целевой кибер-атаки [12].

Рассмотрим пример с наиболее распространенной и успешной тактики компрометации жертвы – целевую фишинговую рассылку. Электронное письмо с зловредным вложением доставлено жертве, текст письма убеждает цель совершить действия по предложенной для перехода на сторонний ресурс или загрузку (открытие) документа для доставки вредоносного ПО. Скомпрометировав жертву, вредоносное ПО автоматически выполнит процесс, позволяющий скрыть его в памяти либо на диске, обеспечив тем самым постоянство (активность) при последующей загрузке системы. Следующей цепочкой действия будет соединение с командным пунктом (C&C) и ожидание дальнейших инструкций от операторов вредоносного решения. Для более детального понимания IoA, осуществим в соответствии с моделью Kill Chain и матрицей ATT&CK атрибуцию цикла атаки с применяемыми ТТП (техникой, тактикой, процедурами) [13]:

Этап 1. Первоначальный доступ (*Initial Access*).

- T1566 (фишинг);
 - .001 (целевой фишинг с зловредным вложением).

Этап 2. Выполнение (*Execution*).

- T1059 (использование интерпретаторов командной строки и сценариев);
 - .003 (при помощи командной строки *Windows*);
 - .005 (использование полезных нагрузок *Visual Basic* для выполнения вредоносных команд).

Этап 3. Предотвращение обнаружения (*Defense evasion*).

- T1055 (внедрение вредоносного кода в существующие процессы системы);
 - .012 (используя внедрение списков).

Этап 4. Управление и контроль (*Command and Control*).

- T1573 (использование известных алгоритмов шифрования для сокрытия командного и управляющего трафика);
 - .001 (при помощи симметричных алгоритмов шифрования, в которых используется один и тот же ключ для шифрования открытого текста и дешифрования зашифрованного текста);
 - T1071 (взаимодействие злоумышленников при помощи протоколов прикладного уровня, чтобы избежать обнаружения/сетевой фильтрации);
 - .001 (путем использования веб-протоколов).

Следовательно, индикаторами атаки (IoA) могут являться конкретная техника или совокупность техник и процедур в рамках одной тактики. IoA способны описать, как кибер-злоумышленник скомпрометировал инфраструктуру жертвы, получил доступ к данным, повысил привилегии, перемещался в боковом направлении и в конечном итоге осуществил извлечение конфиденциальных данных (эксфильтрацию) [14].

Выводы

Применение рассмотренных индикаторов при атрибуции или выявлении способов компрометации выглядит наиболее предпочтительней (эффективней) в сравнении с индикаторами компрометации (IoC), так как ТТП является более жестким (фиксируемым) показателем, и его изменения носят трудоемкий характер [15].

Для описания сценариев сложных атак (цепочки действий злоумышленника) и последующей их атрибуции, можно использовать стандарт STIX2 [16]. Интеграция моделей Kill Chain, DIAMOND [17], базы знаний MITRE [18] в данный подход при анализе индикаторов атак, позволит повысить эффективность и минимизировать ложные срабатывания в процессе атрибуции способов компрометации при реализации целевых атак. В дальнейших работах будет формироваться датасет из открытых и полученных в ходе исследований данных, а также производиться разработка алгоритмов для автоматизированного обмена данными об актуальных киберугрозах, киберинцидентах и кибергруппировках [18].

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФ (проект № 21-71-20078).

Список используемых источников

1. Intelligence-Driven Threat Detection & Response, RSA, 2014. 12 p.
2. Kotenko I., Stepashkin M. Analyzing Vulnerabilities and Measuring Security Level at Design and Exploitation Stages of Computer Network Life Cycle // Lecture Notes in Computer Science. 2005. Vol. 3685. PP. 311–324.

3. Kotenko I., Doynikova E. Security Assessment of Computer Networks based on Attack Graphs and Security Events // Lecture Notes in Computer Science. 2014. Vol. 8407. PP. 462–471.
4. Kotenko I., Chechulin A. Computer Attack Modeling and Security Evaluation based on Attack Graphs // Proceedings of the 2013 IEEE 7th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, IDAACS 2013. 2013. PP. 614–619.
5. Encyclopedia by Kaspersky, Indicator of Compromise (IoC). URL: <https://encyclopedia.kaspersky.com/glossary/indicator-of-compromise-ioc/> (дата обращения 24.01.2023).
6. Indicators of Compromise (IOC) Security. URL: <https://www.crowdstrike.com/cybersecurity-101/indicators-of-compromise/> (дата обращения 24.01.2023).
7. Curry S. Indicators of Behavior: The New Telemetry to Find Advanced Cyber Attackers. URL: <https://www.forbes.com/sites/samcurry/2019/06/27/indicators-of-behavior-the-new-telemetry-to-find-advanced-cyber-attackers/?sh=2d7920e4193e> (дата обращения 24.01.2023).
8. Understanding Fileless Malware Infections – The Full Guide. URL: <https://heimdalsecurity.com/blog/fileless-malware-infections-guide/> (дата обращения 25.01.2023).
9. This Is Not a Test: APT41 Initiates Global Intrusion Campaign Using Multiple Exploits. URL: <https://www.mandiant.com/resources/blog/apt41-initiates-global-intrusion-campaign-using-multiple-exploits> (дата обращения 25.01.2023).
10. Seker E. Cyber Threat Intelligence Understanding Fundamentals. 2019.
11. Хмыров С. С., Котенко И. В. Анализ расширенной модели «cyber kill chain» для атрибуции нарушителей кибербезопасности при реализации целевых атак на объекты критической инфраструктуры // XII Санкт-Петербургская межрегиональная конференция ИБРР-2021. 2021. С.103–105.
12. Scott J. ICIT «Carbanak Threatens Critical Infrastructure» – Cybercriminal APTs Merit Significant Investigation and Discussion, October 2017. 15 p.
13. Manocha H. et al. Security Assessment Rating Framework for Enterprises using MITRE ATT&CK Matrix // arXiv preprint arXiv:2108.06559. 2021.
14. Santosh N. & Basanta. J., User Behavior Analytics for Insider Threat Detection using Deep Learning. 2022.
15. Anashkin Y., Zhukova M. About the System of Profiling User Actions Based on the Behavior Model. 2021, 191–195.
16. TAXII Version 2.0. Committee Specification 01 // oasis– open.org. URL: <https://docs.oasis– open.org/cti/taxii/v2.0/taxii– v2.0.html> (дата обращения: 26.01.2023).
17. Kotheimer J., OMeara K., Shick D. Using honeynets and the diamond model for ICS threat analysis. Carnegie-Mellon Univ. Pittsburgh PA Pittsburgh United States, 2016. 29 p.
18. Котенко И. В., Хмыров С. С. Анализ моделей и методик, используемых для атрибуции нарушителей кибербезопасности при реализации целевых атак // Вопросы кибербезопасности. 2022. № 4. С. 52–79.

УДК 623.618.5
ГРНТИ 78.25.33

МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ, ИНТЕГРИРОВАННОЙ С ССОП ЕСЭ РФ, КАК ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ РАЗВЕДКИ

А. И. Куранда, О. Д. Малинин, А. К. Сагдеев, Д. С. Самаркин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Одновременно с развитием технологий информационно-телекоммуникационной сети военного назначения решается вопрос о защите такой сети. В частности, рассматривается защищенность от технической компьютерной разведки. Процессы работы, интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля защищенности от ТКР, могут быть представлены моделью или их взаимоувязанной совокупностью.

защита информации, информационно-телекоммуникационная сеть, контроль, техническая компьютерная разведка.

Изучение работ, направленных на решение задач моделирования сложных информационных систем, позволяет выделить следующие основные принципы моделирования, обеспечивающие выполнение предъявляемых к этим моделям требований:

1. Минимальной сложности при заданной точности;
2. Иерархичности и модульности;
3. Стохастичности и динамичности.

Классификация существующих в настоящее время моделей сложных информационных систем была проведена по следующим особенностям: виду представления (аналитические, имитационные (алгоритмические), физические, комбинированные); характеру отражаемых свойств (структурные, функциональные, информационные, комплексные); уровню рассмотрения свойств (одноуровневые, блочно-модульные (иерархические)); характеру используемых для описания свойств исследуемых систем переменных и функций (линейные – нелинейные, дискретные – непрерывные, статические – динамические, детерминированные – вероятностные, стационарные – нестационарные).

Приведенная классификация, может быть применена и к модели, интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля [1].

Одной из задач на разработку модели является назначение, область применения задач. Модель исследуемого объекта служит формирования множества исходных данных, характеризующих конфликтную ситуацию.

Целью моделирования является получение набора статистических значений ИП объектов контроля, которые зависят от параметров интегрированной ИТКС ВН, с учетом требуемого качества ее работы. Цель достигается с помощью имитации структуры, интегрированной ИТКС ВН, порядка ее функционирования, а также посредством закрепления факта проявления всех групп идентификационных признаков, относящихся к объектам контроля [2, 3].

Комплексная модель интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля состоит из:

- обобщенной схемы моделирования, интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля;
- схемы имитации процесса формирования состава и структуры, интегрированной ИТКС ВН;
- схемы имитации перемещения ОВУ (абонентов) ИТКС ВН;
- схемы имитации функционирования модели, интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля;
- схемы имитации проявления идентификационных признаков элементов интегрированной ИТКС ВН;
- выбора и обоснования среды программирования;
- выбора и обоснования законов распределения случайных величин, для имитации случайных процессов;
- определения числа испытаний, обеспечивающих заданную точность и достоверность результатов;
- организации модельного эксперимента на ПЭВМ;
- проверки, оценки качества и затрат выделенных ресурсов на разработку модели;
- интерпретации результатов моделирования [4].

Программную реализацию математической модели следует выполнять с учетом следующих требований:

1. программа должна быть выполнима за минимальное время при предоставленных ресурсах ПЭВМ по производительности и оперативной памяти, быть простой и удобной в эксплуатации;
2. структура программы должна обеспечивать возможность модернизации, дополнения и расширения функций модели;
3. программа должна позволять проводить однозначную оценку правильности функционирования программы при заданных исходных данных;

4. при помощи программы должно быть обеспечено повторение заданных условий проведение любого эксперимента в диапазоне условий, выбранных для испытаний;

5. провести выбор языка моделирования.

6. План, разрабатываемый при организации имитационных экспериментов на ПЭВМ, должен включать:

7. определение требуемого размера выборки оцениваемых параметров;

8. определение интервалов изменения параметров объекта моделирования;

9. поиск ошибок в имитационном эксперименте.

Оценку качества разработанной модели целесообразно проводить после проведения предварительных исследований на модели по таким направлениям как: оценка адекватности, устойчивости и чувствительности [5].

Обобщенная схема моделирования интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля, представлена на рис. 1.

Описание работы блоков схемы моделирования интегрированной ИТКС ВН, как объекта контроля, представлена в таблице 1. (см. ниже)

При имитации моделирования сети связи учитывается шесть факторов, влияющих на достоверность оценки имитационного моделирования (формирование графа исследуемой вероятностной сети; формирование в каждом из статических экспериментов графа, в котором может существовать или отсутствовать маршрут в заданных информационных направлениях [6, 7]; имитация перемещения элементов сетей связи; формирование структур разнородных сетей связи; формирование процесса взаимодействия структур разнородных сетей связи; расчет вероятности наличия маршрута между абонентами в информационном направлении).



Рис. 1. Обобщенная схема моделирования интегрированной ИТКС ВН, как объект контроля

ТАБЛИЦА 1. Описание работы блоков

Номер блока	Функционирование блока
1	Осуществляется ввод исходных данных
2	С помощью имитационных средств моделирования, формируют структуры и ИТКС ВН и ССОП, согласно введенным исходным данным. На данном этапе задается количество узлов связи, определяются информационные направления между элементами, список используемых услуг и интенсивность их использования, генерируются линии привязки абонентов к узлам ИТКС ВН и их количество, присваиваются ранги узлов и т.д.
3	Осуществляется имитация функционирования ИТКС ВН, которая заключается в генерации услуг связи, активных абонентов, а также поиске маршрутов прохождения информации.
4	Реализуется имитация проявления ИП ИТКС ВН, интегрированной с ССОП. На этой стадии генерируется набор ИП, периодичность их проявления, типы ИП, коэффициенты информативности и т. д.

Список используемых источников

1. Назарова О. Ю., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В., Шилина А. Н. Совершенствование методики количественной оценки угроз информационной безопасности телекоммуникационных систем и сетей // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2021. № 2. С. 77–84.

2. Васильев Д. Н., Гордийчук Р. В., Сагдеев А. К., Слюсарь В. А. Модель интегрированной информационно-телекоммуникационной системы военного назначения как объекта контроля // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 442–445.

3. Добровольский С. Л., Дробяскин А. Н., Сагдеев А. К., Самаркин Д. С. Методика обоснования состава и структуры системы сетевого контроля защищенности элементов информационно-телекоммуникационной сети военного назначения, в условиях ведения технической компьютерной разведки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 483–487.

4. Григорчук А. Н., Глушко А. В., Знобищев Р. С., Сагдеев А. К. Содержательное описание методики обоснования состава и структуры системы сетевого контроля защищенности элементов информационно-телекоммуникационной сети военного назначения, интегрированной с сетью связи общего пользования, в условиях ведения технической компьютерной разведки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. С. 457–461.

5. Дробяскин А. Н., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н., Ямбулатова К. И. Модель воздействия технической компьютерной разведки и деструктивных программных воздействий на информационно-телекоммуникационную сеть военного назначения // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. 503 с. С. 125–129.

6. Новак А. В., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н., Суюндукова А. А. Методика мониторинга информационно-телекоммуникационной сети военного назначения во время

техносферной борьбы // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2018. Т. 4. 746 с. С. 367–370.

7. Груздев Д. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н., Суюндукова А. А. Методика обнаружения программных атак на информационно-телекоммуникационную сеть военного назначения // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2018. Т. 4. 746 с. С. 194–197.

УДК 621.391
ГРНТИ 28.15.23

ОБЩИЙ АЛГОРИТМ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ УСТОЙЧИВЫМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕМ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. А. Липатников, В. А. Парфиров, М. И. Петренко

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

Сети связи специального назначения являются важным элементом обеспечения безопасности государства. Информация, передаваемая по ним, и возможности деструктивного воздействия на них представляют интерес для определенного круга злоумышленников. Существует проблема обеспечения устойчивого функционирования данных сетей связи. Представлен разработанный общий алгоритм динамического управления устойчивым функционированием сети связи специального назначения, который может быть использован на пунктах управления связью.

сеть связи специального назначения, алгоритм динамического управления, устойчивое функционирование, параметр качества функционирования, критерий.

Качество функционирования сети связи характеризуется набором показателей [1], которые определяются в зависимости от характеристик самой сети связи, среды, в которой обеспечивается передача информации, и возможностей со стороны злоумышленника [2]. В зависимости от ведомственной принадлежности, отношению к уровню управления в ведомстве и складывающейся обстановки к сетям связи специального назначения (СС СН) предъявляются определенные требования по значениям вероятностно-временных показателей. Ввиду того, что в разных условиях эксплуатации СС

СН приоритетность выполнения требований к вероятностно-временным показателям качества функционирования может изменяться, и сами условия эксплуатации, как правило, являются нестационарными при эксплуатации сетей связи специального назначения требуется обеспечить динамическое управление их элементами в целях поддержания устойчивости функционирования всей СС СН.

Известны работы, направленные на решение задач в области управления объектами и сложными системами [2–5].

Работа [3] посвящена разработке теории обобщенного управления многоуровневой автоматизированной системой управления, а также методики и алгоритмов его оптимизации в форме решения задачи синтеза обобщенного управления в линейно-квадратической постановке и итерационного алгоритма получения программно-корректируемого иерархического управления в постановке общего вида. За рамками данной работы осталось рассмотрение вопросов обеспечения устойчивого функционирования СС СН.

Работа [4] посвящена разработке устойчивого к информационным помехам и погрешностям вычислений алгоритма управления, применимого в условиях интервально-неточных измерений фазовых координат управляемой системы, который основан на сочетании конструкций теории управления по принципу обратной связи с элементами теории оптимального программного управления. В данной работе отсутствуют алгоритмы управления системой в многокритериальной постановке.

Работа [5] посвящена решению задач моделирования построения и функционирования распределенных сетей связи многоуровневых систем управления, а также процессов перемещения элементов (узлов связи) сети связи и абонентов. При моделировании процесса функционирования распределенных сетей связи в данной работе не обеспечивается учет внешних факторов, оказывающих влияние на качество оказания услуг связи.

Релевантная работа [2] посвящена разработке технологических основы построения автоматическими высокодинамичными системами связи. Определены условия выполнения процесса управления системой связи, содержание оперативно-тактической информации и ее использование при управлении. Обоснованы условия обеспечения эффективного функционирования системы связи группировки в современных специальных действиях. Определены требования к организации и осуществлению сбора, обработки, хранения и передачи оперативно-тактической информации, требования к принимаемым решениям по связи для обеспечения эффективного функционирования системы связи. Однако, в указанной работе отсутствуют алгоритмы, описывающие процесс динамического управления устойчивым функционированием СС СН.

Кроме рассмотренных выше работ, имеется ряд других, направленных на решения задач управления отдельными параметрами элементов СС СН –

мощностью излучающих средств связи [6], безопасностью информации [7], демаскирующими признаками для систем технической разведки [8] и т. д. Общим для работ [6–8] является управление элементами СС СН на основе принципа обратной связи и сравнении текущих результатов оценки параметра с заданным критерием. Однако, при данном подходе отсутствует возможность учета при управлении элементами СС СН антагонистического взаимного влияния различных параметров.

Целью данной статьи является обеспечение устойчивого функционирования СС СН путем динамического управления основными параметрами ее элементов.

Задачей данной статьи является разработка общего алгоритма динамического управления устойчивостью СС СН, путем изменения параметров элементов объекта защиты по заданному перечню критериев.

Решение. Общий перечень требований к качеству функционирования СС СН можно представить требованиями к таким показателям как боевая готовность, мобильность, пропускная способность, разведывательная защищенность, устойчивость, доступность, управляемость [1]. Поэтому, общий алгоритм управления должен обеспечивать основные функции управления данным перечнем требований. Основными функциями управления являются – планирование, оперативное ситуационное управление, контроль [9].

Следует отметить, что представленный перечень требований к качеству функционирования СС СН не является обязательным для СС некоторых специальных ведомств и/или в определенных условиях обстановки. В частном случае при отсутствии необходимости учета какого-либо отдельного показателя качества функционирования СС СН, данный показатель может быть определен в ограничения и не учитываться в алгоритме управления.

В общем виде показатели устойчивости СС СН можно представить вероятностно-временными характеристиками соответствия зависимости значения показателя качества функционирования от времени $K_{\phi}(t)$ заданному значению $K_{\phi, \text{зад}}$ [10]:

$$P(t) = F(K_{\phi, \text{зад}, \text{min}} \leq K_{\phi}(t) \leq K_{\phi, \text{зад}, \text{max}}).$$

В соответствии с работами [2–9] основой планирования и оперативного управления служат результаты оценки, прогноза изменения, результаты измерений условий функционирования и параметров элементов СС СН. Алгоритм динамического управления элементами СС СН должен обеспечивать выполнение данных функциональных операций.

Предлагаемый общий алгоритм управления элементами СС СН представлен на рис. 1. Перечень исходных данных алгоритма должен содержать сведения о СС СН и среды, в которой обеспечивается передача информации,

определяемые в соответствии с [2, 11, 12], возможностях по различным воздействиям со стороны злоумышленника, имеющихся ресурсах по управлению СС СН.

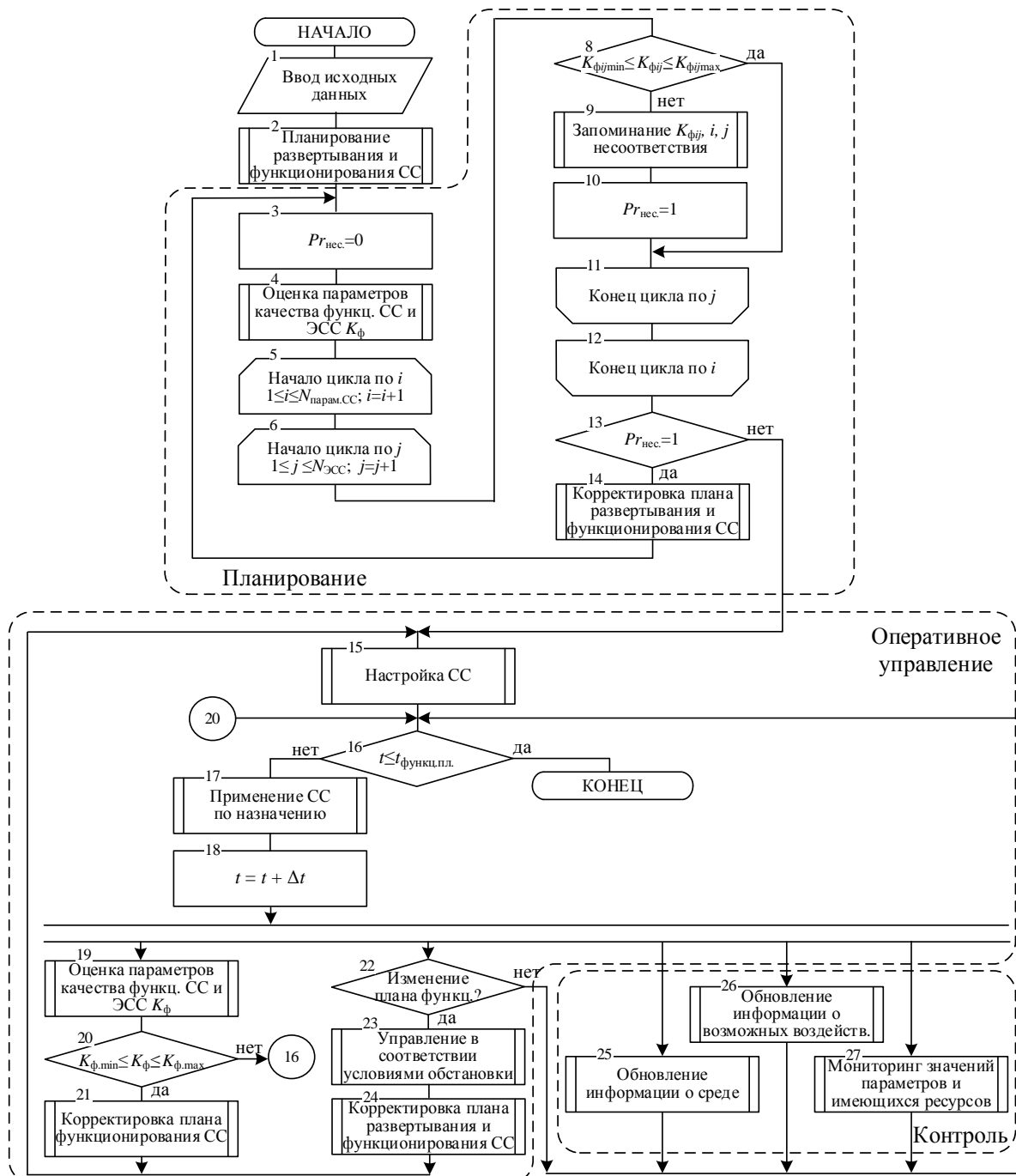


Рис. 1. Блок-схема общего алгоритма динамического управления элементами СС СН

В блоках 3–14 алгоритма (рис. 1) выполняется функция планирования функционирования СС СН, с учетом выполнения заданных требований к качеству функционирования. Условие выполнения требований контролируется изменением признака несоответствия требований $Pr_{нec}$.

Функция оперативного управления выполняется в блоках 13–24 алгоритма (рис. 1). В блоке 19 проводится многокритериальная оценка качества функционирования СС СН, по результатам оценки (блок 20) принимается решение о дальнейшем функционировании по существующему плану, либо план функционирования СС СН корректируется (блок 21) и вносятся изменения в настройки СС СН. В блоках 22–24 проводится учет изменений в целях и задачах функционирования СС СН, поступающих в виде указаний от вышестоящей системы – системы управления СН.

Функция контроля (блоки 25–27, рис. 1) обеспечивает контроль изменения данных о среде, возможностях злоумышленника, наличии имеющихся в распоряжении системы управления связью ресурсов по управлению и текущий мониторинг значений параметров элементов СС СН.

Выводы. Проведенный анализ уровня развития теории управления СС СН позволил определить необходимость разработки общего алгоритма динамического управления устойчивым функционированием СС СН, основанного на многокритериальной оценке показателей качества функционирования.

Предложенный алгоритм обеспечивает устойчивое функционирование СС СН на основе использования в качестве основы управления: результатов оценки и прогноза изменения вероятностно-временных характеристик устойчивости элементов СС СН, принципа обратных связей и итерационность при реализации адаптивного управления элементами.

Алгоритм может быть использован при создании автоматизированных систем управления связью в СС СН, принадлежащих различным ведомствам.

Дальнейшие усилия следует сосредоточить на разработке частных моделей оценки и прогноза изменения вероятностно-временных показателей устойчивого функционирования СС СН, в том числе и с использованием методов искусственного интеллекта [13–15].

Список используемых источников

1. Ермишян А. Г. Теоретические основы построения систем военной связи в объединениях и соединениях: Ч. 1. Методологические основы построения организационно-технических систем военной связи. СПб. : ВАС, 2005. 740 с.
2. Алешин О. В., Сызранцев А. Г., Федулов А. В. Технологические основы построения автоматических систем управления связью высокодинамичных систем управления специального назначения // I-methods. 2019. Т. 11. № 1. С. 52–65.
3. Воронов Е. М., Карпунин А. А. Алгоритмы иерархической оптимизации в двухуровневой многоканальной задаче «управление-регулирование» // Вестник Российского университета дружбы народов. Серия: Инженерные исследования. 2009. № 4. С. 55–67.
4. Максимов В. И. О динамической реконструкции возмущений системы по неточным дискретным измерениям фазовых координат // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2018. № 3. С. 15–32.

5. Белов А. С., Шумилин В. С., Цицин Е. А. Моделирование распределенных сетей связи многоуровневых систем управления // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы : сборник материалов Междун. науч.-практ. конф., Воронеж, 23–24 мая 2018 г. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2018. С. 110–112.

6. Джамалидинова М. Е., Пищин О. Н. Нечеткая продукционная модель управления уровнем поля в системах подвижной связи // Приоритетные научные направления: от теории к практике, 2016. № 34–1. С. 171–176.

7. Липатников В. А., Шевченко А. А., Яцкин А. Д., Семенова Е. Г. Управление информационной безопасностью организации интегрированной структуры на основе выделенного сервера с контейнерной виртуализацией // Информационно-управляющие системы. 2017. № 4 (89). С. 67–76.

8. Гречишников Е. В., Стародубцев Ю. И., Белов А. С. и др. Патент № 2450337 С1 Российская Федерация, МПК G06F 15/00. Способ (варианты) управления демаскирующими признаками системы связи: № 2011117814/08: заявл. 03.05.2011: опубл. 10.05.2012.

9. Боговик А. В., Игнатов В. В. Теория управления в системах военного назначения : учеб. СПб. : ВАС, 2008. 460 с.

10. Липатников В. А., Парфиров В. А. Модель процесса наблюдения за множеством источников информации в стохастических условиях // Информация и космос. 2022. № 1. С. 35–44.

11. Парфиров В. А. Математическая модель динамики перемещений локально распределенного группового объекта // Вопросы оборонной техники. Серия 16. Технические средства противодействия терроризму. 2022. № 9–10(171–172). С. 50–57.

12. Липатников В. А., Сахаров Д. В., Парфиров В. А., Петренко М. И. Имитационная модель распределенного объекта радиоконтроля, отражающая динамику перемещений и смену режимов работы радиоэлектронных средств // Региональная информатика (РИ-2022): Юбилейная XVIII Санкт-Петербургская междунар. конф. Материалы конф., Санкт-Петербург, 26–28 октяб. 2022 г. СПб. : Региональная общественная организация «Санкт-Петербургское общество информатики, вычислительной техники, систем связи и управления», 2022. С. 556–558.

13. Липатников В. А., Матвеев А. А., Флейнсер В. В. История и особенности развития искусственного интеллекта // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. С. 474–479.

14. Липатников В. А., Тихонов В. А., Шевченко А. А. Метод управления кибернетической безопасностью в системах критических инфраструктур, основывающийся на интеллектуальных сервисах защиты информации // Технологии построения когнитивных транспортных систем: Материалы всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием, Санкт-Петербург, 28–29 мая 2019 г. СПб. : Институт проблем транспорта им. Н. С. Соломенко РАН, 2019. С. 207–214.

15. Карганов В. В., Парфиров В. А., Шевченко А. А., Карганова А. И. Программа стандартизации искусственного интеллекта в России // Инновационная деятельность в вооруженных силах Российской Федерации: Труды Всеармейской науч.-практ. конф., Санкт-Петербург, 14–15 октяб. 2021 г. СПб. : ФГКВУ ВО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного» МО РФ, 2021. С. 126–131.

УДК 654.739
ГРНТИ 49.33.29

ФОРМИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ С СЕТЯМИ СВЯЗИ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

О. Д. Малинин, А. К. Сагдеев, Д. С. Самаркин, В. А. Слюсарь

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

При формировании состава и структуры системы сетевого контроля защищенности элементов информационно-телекоммуникационной сети военного назначения, интегрированной с сетью связи общего пользования, стоит учитывать, что при использовании сети общего пользования могут оставаться так называемые «цифровые следы». Поэтому в структуре ИТКС ВН следует использовать паспорт признаковой обстановки, который позволяет учитывать объем считанной и записанной информации. Также для предотвращения появления избыточности статистической информации сокращается числа ИП.

общая схема состава и структуры системы сетевого контроля защищенности элементов ИТКС ВН, сокращение числа ИП.

На рис. 1 представлена схема, описывающая состав и структуру системы сетевого контроля ИТКС ВН, а также взаимосвязь между элементами структуры. Массив 1 отвечает за формирование исходных данных. Блок 1.1 предназначен для задания основных параметров ИТКС ВН, интегрированной с ССОП, количества контролируемых элементов, обеспечивающих защищенность ИТКС ВН и временных показателей контроля. В блоке 1.2 происходит формирование необходимого количества сегментов сети связи общего пользования, на которые будет «опираться» инфотелекоммуникационная сеть военного назначения. Данный блок отвечает за выборку возможных вариантов построения информационно-телекоммуникационной сети военного назначения на основе использования сети связи общего пользования.

При совместном использовании ИТКС ВН и ССОП возникает проблема: каждый абонент ИТКС ВН обладает индивидуальными признаками (ИП), такими как: техническими, структурно-потокowymi, психофизическими. Исходя из вышеизложенного, возникает необходимость формирования «паспортов признаковой обстановки» (ППО) сегментов сети,

варианта информационно-телекоммуникационной сети, построенной на основе сети связи общего пользования. ППО показывает изменения значений характеристик в признаковом пространстве, т. е. «предысторию» изменения значений характеристик и позволяет учитывать объем считанной и записанной информации на конкретном интервале времени. [1] За формирование паспортов признаковой обстановки отвечает блок 1.4.

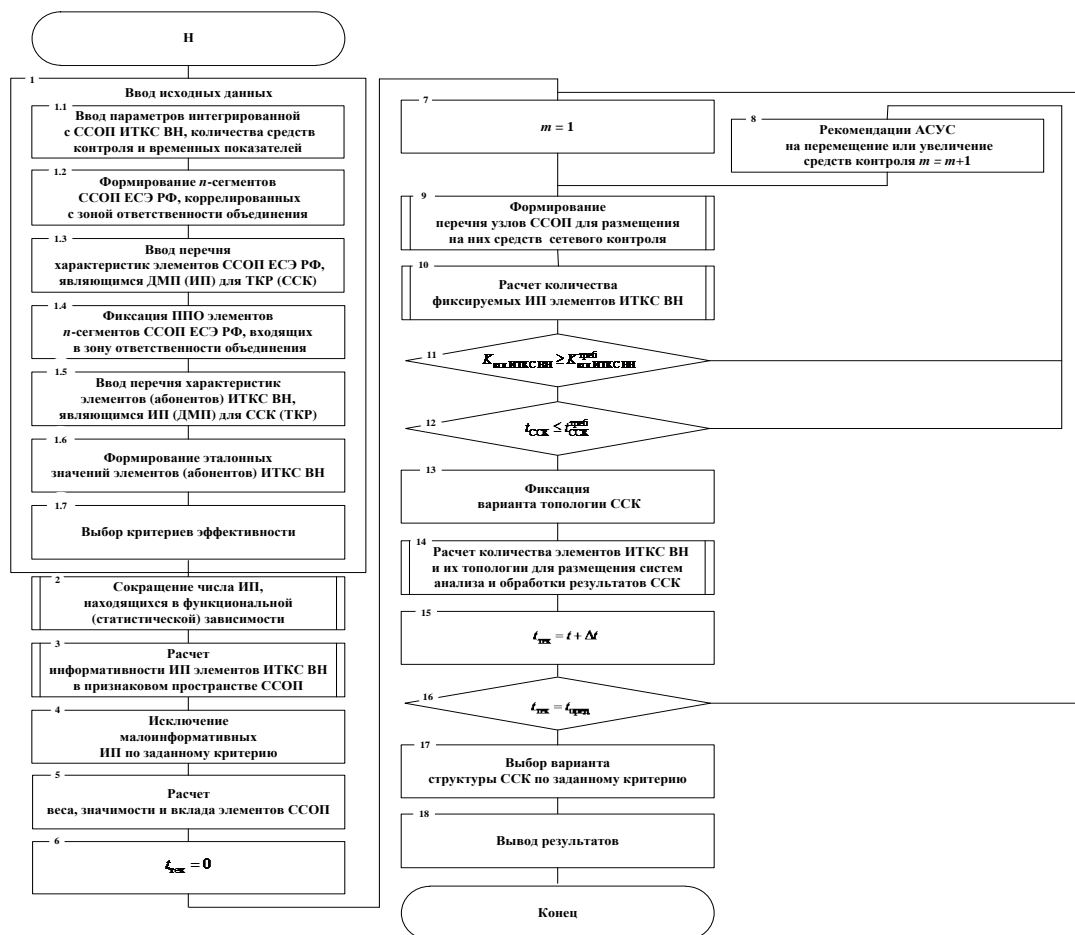


Рис. 1. Структурная схема методики формирования системы сетевого контроля защищенности элементов интегрированной ИТКС ВН

При взаимодействии абонентов сети связи общего пользования и информационно-телекоммуникационной сети военного назначения формируются характеристики, являющиеся демаскирующими признаками для ведущейся технической компьютерной разведки, и в тоже время, индивидуальными признаками для системы сетевого контроля. Таким образом, целесообразно разделить формируемые характеристики ДМП для ТКР и ИП для ССК для ССОП и ИТКС ВН на отдельные блоки. Соответственно блок 1.3 – для ССОП, блок 1.5 – для ИТКС ВН. [2]

Блок 1.6 предназначен для формирования эталонных значения ИП абонентов ИТКС ВН [3]. В блоке 1.7 записываются критерии эффективности

сетевого контроля защищенности элементов ИТКС ВН от ТКР по одному или нескольким показателям, которые выбираются исходя из обстановки, то есть, что необходимо оператору: снизить демаскирующие параметры для ТКР или увеличить информационные признаки для системы сетевого контроля [4].

Массив 2 предназначен для уменьшения числа значений ИП, взаимосвязанных между собой, что позволяет уменьшить избыточность информации, облегчив работу оператора.

Структурная схема определения взаимосвязи информационных признаков для уменьшения избыточности представлена на рис. 2.

По значениям коэффициентов взаимосвязи, при необходимом уровне достоверности к объемам выборок, определяются значимости связей между характеристиками, являющимися ИП. Чем ближе значение коэффициента корреляции $k \pm 1$, тем ближе данная связь к линейной функциональной.

После расчета парных значений коэффициентов взаимосвязи между выборками характеристик, сокращают данные характеристики для получения внутренне независимого множества характеристик элементов ИТКС ВН по правилу:

1. Пары x_{ki} и x_{kj} разбивают на m -объединений, для которых выполняется условие $r_{x_i x_j} \geq \pm r_{mp}$, определяют вероятность ошибки принимаемого решения; при отрицательном исходе данной операции считают, что характеристики элементов ИТКС ВН внутренне независимы.

2. Из m -объединений характеристик x_k отбрасывают общий или общие x_{ki} для различных объединений, таким образом, сокращают размерность первоначального множества характеристик элементов ИТКС ВН.

После нахождения и сокращения характеристик элементов ИТКС ВН, которые находятся во взаимосвязи, рассчитывают информативность ИП элементов ИТКС ВН в признаковом пространстве ССОП ЕСЭ РФ. Данная операция осуществляется в массиве 3 коэффициента информативности $0 \leq K_{\text{инф}} \leq 1$ [5].

В массиве 4 задается критерий, исключающий наименее информативные ИП и происходит фильтрация ИП по заданному критерию.

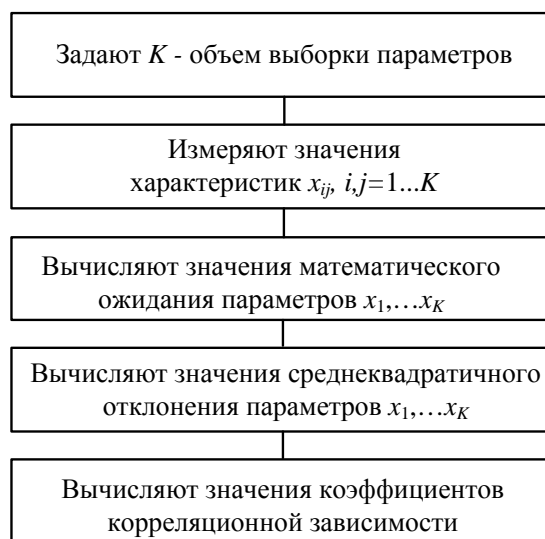


Рис. 2. Структурная схема определения взаимосвязи ИП для уменьшения избыточности

Массив 5 предназначен для расчета веса, ранга значимости и приоритета элементов ССОП в систему ИТКС ВН.

Массивы 6 и 7 отвечают за временные параметры системы сетевого контроля защищенности, интегрированной ИТКС ВН. Соответственно осуществляется обнуление счетчика, а затем выставление счетчика количества средств контроля в начальное значение.

Массив 8 осуществляет сравнение реально затраченного времени сетевого контроля с требуемым временем сетевого контроля. Если значения реального времени сетевого контроля менее требуемого значения времени сетевого контроля, то ССК посылаются рекомендации АСУС на увеличение средств сетевого контроля на элементах сети связи

В массиве 9 формируется перечень узлов ССОП, имеющих высокие весовые коэффициенты значимости и приоритета, с целью размещения на них средств сетевого контроля и создается вариант структуры ССК.

В массиве 10 рассчитывается количество фиксируемых ИП элементов ИТКС ВН. [6]

Массив 11 предназначен для сравнения рассчитанного коэффициента вскрытия ИТКС ВН с требуемым коэффициентом вскрытия. Если полученные значения не менее требуемых значений, то управление передается на массив 12, где сравниваются значения реального времени сетевого контроля с требуемым значением времени сетевого контроля.

Массив 13 окончательно фиксирует вариант размещения средств сетевого контроля на элементах сети связи.

В массивах 14, 15, 16 осуществляется расчет количества и местоположения узлов ИТКС ВН для размещения на них систем сбора, анализа и обработки результатов сетевого контроля.

В массиве 17 происходит выбор оптимального варианта структуры ССК по заданным критериям.

Массив 18 осуществляет вывод выходных результатов методики.

Список используемых источников

1. Назарова О. Ю., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В., Шилина А. Н. Совершенствование методики количественной оценки угроз информационной безопасности телекоммуникационных систем и сетей // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2021. № 2. С. 77–84.

2. Васильев Д. Н., Гордийчук Р. В., Сагдеев А. К., Слюсарь В. А. Модель интегрированной информационно-телекоммуникационной системы военного назначения как объекта контроля // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 442–445.

3. Гордийчук Р. В., Ракоед А. А., Сагдеев А. К., Сидоренко Е. Н. Анализ влияния современных и перспективных технологий построения сетей связи на ИТКС ВН // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IX Международная

научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2020. Т. 4. С. 107–111.

4. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Содержательное описание модели конфликта информационно-телекоммуникационных систем специального назначения в киберпространстве // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2022. № 6–2. С. 108–112.

5. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Математическая модель конфликта информационно-телекоммуникационных систем специального назначения в киберпространстве // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2022. № 7. С. 78–82.

6. Лукин К. И., Сагдеев А. К., Стахеев И. Г., Титова О. В. Методика построения структурно резервированной информационно-телекоммуникационной сети, реализующая триадный принцип ее построения // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2022. № 3. С. 58–68.

УДК 004.71
ГРНТИ 28.17.33

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СЕТЕЙ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Д. В. Мандрик, Н. В. Михайличенко, В. В. Сазонов

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В статье осуществлен анализ выбора средств имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных специального назначения. Приведены примеры реализованных имитационных моделей. Даны ссылки на источники по использованию средств имитационного моделирования в рамках организации эксплуатации и планирования применения элементов сетей связи и передачи данных в различных условиях обстановки.

имитационная модель, симулятор, Cisco Packet Tracer, эмулятор, GNS 3, PNETLaB, элементы сетей связи и передачи данных.

Известно [1], что в настоящее время технические решения по построению сетей связи и передачи данных специального назначения реализуются на основе унифицированных телекоммуникационных технологий, объединенных единым управлением и обеспечивающих предоставление органам военного управления требуемых услуг заданного качества.

Телекоммуникационные средства узлов связи включают [1]:

- открытый сегмент сети (маршрутизатор «Натекс» RT-3806, шлюз VoIP телефонии «СиТи-IP-М», цифровая АТС DX-500, сервер и автоматизированное рабочее место (АРМ) технологического управления);
- закрытый сегмент сети (криптомаршрутизатор КМ-07, межсетевой экран «Дионис», шлюз VoIP телефонии «СиТи-IP-М», цифровая АТС «Миником» DX-500С, сервера, АРМ технологического управления, локальная вычислительная сеть пункта управления).

Использование таких телекоммуникационных средств требует присутствия на объектах размещения её узлов высококвалифицированных специалистов. Эффективность специалистов, планирующих применение и эксплуатирующих элементы сетей связи и передачи данных специального назначения, напрямую зависит от их практических навыков, приобретенных в том числе и с использованием имитационного моделирования.

Целью данной статьи является анализ средств имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных специального назначения, для её планирования применения и эксплуатации в различных условиях обстановки.

Выбор средства имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных осуществим на основе следующих критериев [2, 3]:

- 1) свободное распространение/наличие бесплатной версии;
- 2) базовая одновременная поддержка операционных систем семейства Windows и Linux;
- 3) работа с устройствами различных производителей;
- 4) невысокая требовательность к вычислительным ресурсам;
- 5) простота в работе;
- 6) возможность размещения на удаленном сервере;
- 7) взаимодействие с настоящей сетью;
- 8) наличие инструмента для создания шаблонов архитектуры сети, которые можно было бы использовать для разработки заданий;
- 9) возможность моделирования беспроводных сетей;
- 10) отсутствие ограничения на количество узлов;
- 11) возможность оценки стоимости моделируемой сети.

Анализ средств имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных показал, что наиболее функциональным симулятором является Cisco Packet Tracer, а из эмуляторов можно выделить GNS 3 и PNETLaB (табл. 1).

В рамках решения вопроса планирования применения элементов сетей связи и передачи данных специального назначения, предлагается использовать способ имитационного планирования, изложенного в [4]. Данный способ основан на применении технологии «цифрового двойника» позволяющего моделировать работу сетей связи и передачи данных специального

назначения с учетом изменения их структуры и провести предварительное тестирование по показателям эффективности.

ТАБЛИЦА 1. Анализ средств имитационного моделирования

Критерий	Средства имитационного моделирования							
	Симуляторы			Эмуляторы				
	NetCracknet	Boson NetSim	Cisco Packet Tracer	GNS 3	NS-3	EVE-NG	OMNet++	PNETLab
1	+	-	+/-	+	+	+/-	+	+
2	-	-	+	+	-	+	+	+
3	-	-	-	+	+	+	+	+
4	+	+	+	-	-	-	-	-
5	+	+	+	-	-	-	-	-
6	-	-	-	+	+	+	+	+
7	-	-	-	+	+	+	+	+
8	+	+	+	+	+	+	+	+
9	+	+	+	+	+	+	+	+
10	+	+	+	+	+	-	+	+
11	+	-	-	-	-	-	-	-

В рамках решение вопроса квалифицированной эксплуатации специалистами и органами военного управления элементов сетей связи и передачи данных специального назначения, предлагается разрабатывать частные имитационные модели.

Например, в эмуляторе GNS 3 разработана имитационная модель стационарной сети передачи данных специального назначения, построенная на объектах комплексного оснащения, с учётом особенностей функционирования межсетевых экранов «Дионис», маршрутизатора «Натекс» RT-3806, локальной вычислительной сети [5]. Самой простой и наглядной имитационной моделью стационарной сети передачи данных специального назначения, является модель, построенная в симуляторе Cisco Packet Tracer [6, 7].

Применение средств имитационного моделирования элементов сетей связи и передачи данных специального назначения на этапах планирования и эксплуатации обусловлено многообразием решаемых задач в процессе работы реальных объектов.

Список используемых источников

1. Иванов В. Г. Модель технической основы системы управления специального назначения в едином информационном пространстве на основе конвергентной инфраструктуры системы связи : монография. СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2018. 214 с.
2. Подсадников А. В., Розов К. В., Кратов С. В. Применение средств имитационного моделирования компьютерных сетей в учебном процессе // Информатика и образование. 2021. № 1 . С. 47–56.
3. Порохненко Ю. С., Полежаев П. Н. Сравнительный анализ эмуляторов компьютерных сетей // Университетский комплекс как региональный центр образования, науки и культуры : материалы Всероссийской научно-методической конференции., Оренбургский государственный университет. 2017. С. 3194–3199.
4. Падишин С. А., Сазыкин А. М., Даньшин С. С., Курочка В. С., Грищенко К. А. Имитационное планирование системы связи специального назначения на основе применения технологии цифровых двойников // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2021. № 7–8 (157–158). С. 48–55.
5. Зубакин В. В., Сазонов В. В., Токарев И. М. Имитационное моделирование стационарной сети передачи данных специального назначения // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сб. науч. ст. в 4-х т. СПб. : СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 497–502.
6. Носов А. О., Сазонов В. В. Моделирование сети передачи данных специального назначения // Перспективные направления развития отечественных информационных технологий : материалы V межрегиональной научно-практической конференции. Севастопольский государственный университет; Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН. Севастополь, 2019. С. 212–214.
7. Носов А. О., Житков А. П., Сазонов В. В., Файзулин В. В. Модель стационарной сети передачи данных // Региональная информатика (РИ–2020). XVII Санкт-Петербургская международная конференция : материалы конференции. Санкт-Петербург, 2020. С. 95.

УДК 004.657
ГРНТИ 50.41.21

К ВОПРОСУ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ СИНХРОНИЗАЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

И. Б. Саенко, А. В. Удальцов

Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

В статье рассматриваются вопросы процесса синхронизации информационных элементов в информационных ресурсах. Анализируются свойства, такие как актуальность, ценность, полнота, достоверность, понятность и доступность, в качестве возможных параметров для синхронизации. Определены наиболее подходящие свойства,

которые могут быть учтены при синхронизации информационных элементов. Приведен способ определения зависимости параметров синхронизации друг от друга.

информационный элемент, синхронизация, актуальность, важность, динамичность.

Синхронизация данных – процесс поддержания в идентичном состоянии двух и более информационных ресурсов. Информационные ресурсы состоят из информационных элементов. Пользователи через специальное программное обеспечение (далее – СПО) обращаются к информационным элементам (далее – ИЭ). Информационные элементы могут храниться на удаленных ресурсах, для использования их локально необходимо проводить синхронизацию ИЭ.

Процесс синхронизации ИЭ управляется специальным программным обеспечением, и он строго регламентирован. Процесс синхронизации делится на два способа – синхронный и асинхронный [1]. При синхронном способе – изменения, произведенные в ИЭ принимаются СПО в том случае, когда эти изменения произведены на других удаленных ресурсах. При асинхронном способе – изменения, произведенные в ИЭ принимаются СПО сразу, а изменения в удаленных ресурсах производятся через строго определенное время. Можно сказать, что процесс синхронизации зависит напрямую от времени, т. е. если время синхронизации стремится к нулю, то процесс синхронизации будет соответствовать синхронному способу. Возникает вопрос по каким параметрам синхронизировать ИЭ.

Любой информационный элемент является частью информации. К свойствам информации относят – актуальность, ценность, полнота, достоверность, понятность, доступность [2]. Этими же свойствами обладает ИЭ.

Рассмотрим каждое свойство ИЭ на предмет использования их в качестве параметров синхронизации ИЭ.

В системах поддержки принятия решений (далее – СППР) лицо принимающее решение (далее – ЛПР), должно обладать актуальными данными для принятия эффективного решения. Если ИЭ отображает оперативно изменяющуюся обстановку и используется для принятия решения, либо обработки управляющих воздействий, то за со временем он теряет свою актуальность. Для поддержания ИЭ в актуальном состоянии осуществляется процесс синхронизации.

Введем коэффициент актуальности ИЭ $A_{иэ}$, который будет влиять на зависимость принятия эффективного решения. Чем выше актуальность ИЭ с которыми работает ЛПР, тем выше эффективность выполнения задач. Под эффективностью выполнения задач будем понимать, минимальное необходимое количество используемых ресурсов для выполнения задач.

Рассмотрим зависимость актуальности от некоторого параметра λ – обращение к ИЭ. Актуальность ИЭ $A_{иэ}$ будет изменяться по формуле, при этом считаем, что синхронизация ИЭ строго регламентирована:

$$A(t) = 1 - e^{-\frac{\lambda}{t}}$$

где t – время, λ – количество обращений к ИЭ.

На рис. 1 представлена зависимость актуальности ИЭ в моменты времени $t = \{1, 2, 3\}$.

Из рисунка видно, что со временем актуальность ИЭ уменьшается. Если к ИЭ обращений много, то можно сказать, что ИЭ очень востребован. В этом случае актуальность уменьшается медленнее.

Ценность – определяется важностью задач, которые может решить ЛПР с ее помощью. При решении задач, ЛПР обращается к ИЭ. На сколько часто он это делает будет определять, то как важен ИЭ на текущий момент. Для определения важности ИЭ, введем классы важности задач A, B, C . Каждый класс важности задач характеризуется его степенью важности от 1 до 9. Пусть $V_{иэ}$ важность ИЭ, тогда:

$$V_{иэ} = f(K_{зи}, K_{вз}) \in [0; 1],$$

где $K_{зи} = \{\text{незначительная, средняя, большая}\}$ – коэффициент значимости ИЭ, $K_{вз} = \{\text{обыкновенная, важная, очень важная}\}$ – коэффициент важности самих задач для решения которых используются ИЭ.

Графически можно представить рис. 2:

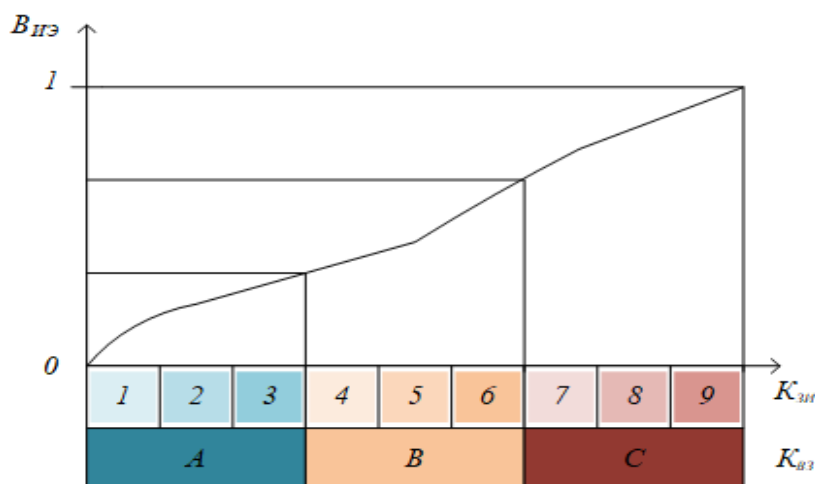


Рис. 2 Параметр важности информационного элемента

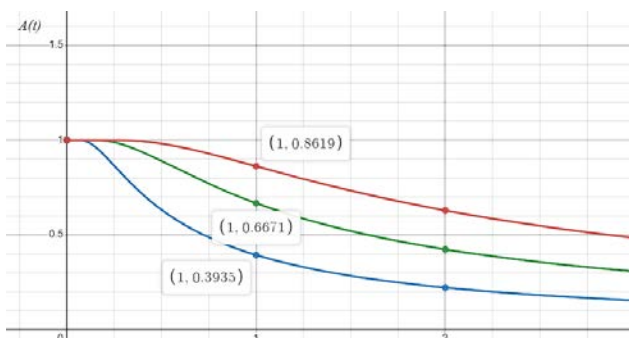


Рис. 1 Зависимость актуальности ИЭ от времени при:

$\lambda = 1,1, A(t) = 0,66$
 $\lambda = 0,5, A(t) = 0,39, t = 1$
 $\lambda = 2, A(t) = 0,86, t = 1$

Полнота ИЭ определяется тем, насколько полно отражены в ИЭ свойства информационного объекта необходимые для решения задач ЛПР. Информационный элемент считается полным, если его достаточно для понимания и принятия решений. Как не полное, так и избыточное состояние ИЭ сдерживает принятие решений или может повлечь ошибки. В вопросе синхронизации ИЭ, информационный элемент не может быть частично синхронизирован, т.е. полнота ИЭ 100 % или он не синхронизируется (1). Таким образом, полнота ИЭ в качестве параметра синхронизации ИЭ не подходит.

$$P_{\text{ин}} = \begin{cases} 1, \text{ полнота ИЭ} = 100\% \\ 0, \text{ полнота ИЭ} < 100\% \end{cases} \quad (1)$$

Достоверность ИЭ определяется степенью отражения в ИЭ свойств информационного объекта. Информационный элемент достоверен, если он отражает истинное состояние. Недостоверное состояние ИЭ может привести к неправильному пониманию или принятию неправильных решений. Достоверность, как и актуальность со временем устаревает, т. е. перестает отражать истинное положение состояния ИЭ. В вопросе синхронизации ИЭ степень содержания свойств ИЭ не влияет на сам процесс синхронизации.

Понятность ИЭ определяется возможностью уяснить содержание полученных данных и составить представление о информационном объекте. Это семантический аспект ИЭ и как достоверность ИЭ, не влияет на процесс синхронизации. Значит не подходит в качестве параметра синхронизации ИЭ.

Возможность получения ИЭ ЛПР определяет ее доступность. Доступность ИЭ характеризуется возможностью получения доступа к источнику информации. ИЭ должен представляться в доступной форме по уровню его восприятия. Для синхронизации ИЭ уровень восприятия не влияет [3].

Степень того, как часто ЛПР обращается к ИЭ обусловлено его изменением в реальном мире. Очень динамично изменяемые ИЭ быстрее теряют свою актуальность, в зависимости от важности ИЭ. Чем важнее ИЭ, тем он динамичнее. Динамичность ИЭ будет определяться по формуле:

$$D_{\text{ин}} = \frac{\tau}{t}, \tau \in (\bar{t}; \infty),$$

где, τ – количество изменений в за время t , \bar{t} – среднее время.

Таким образом, в качестве параметров синхронизации ИЭ можно использовать актуальность, важность, динамичность. Для того, чтобы установить, действительно ли актуальность ИЭ зависит от важности и динамичности ИЭ, воспользуемся множественной корреляцией коэффициента Пирсона [4]. Диапазон значений этого коэффициента находится в пределах

от минус единицы (отрицательная корреляция, если один показатель увеличивается, другой уменьшается и наоборот) до плюс единицы (положительная корреляция, если один увеличивается, другой тоже увеличивается и наоборот). Ноль означает отсутствие корреляции. Для трех параметров – $A_{ИЭ}$, $B_{ИЭ}$, $D_{ИЭ}$ вычисляем частные коэффициенты корреляции:

– взаимодействие между $A_{ИЭ}$, $B_{ИЭ}$ при фиксированном $D_{ИЭ}$:

$$r_{A_{ИЭ} B_{ИЭ} D_{ИЭ}} = \frac{(r_{A_{ИЭ} D_{ИЭ}} - r_{A_{ИЭ} B_{ИЭ}}) r_{D_{ИЭ} B_{ИЭ}}}{\sqrt{(1 - r_{A_{ИЭ} D_{ИЭ}}^2)(1 - r_{A_{ИЭ} B_{ИЭ}}^2)}};$$

– взаимодействие между $A_{ИЭ}$, $D_{ИЭ}$ при фиксированном $B_{ИЭ}$:

$$r_{A_{ИЭ} D_{ИЭ} B_{ИЭ}} = \frac{(r_{A_{ИЭ} D_{ИЭ}} - r_{A_{ИЭ} B_{ИЭ}}) r_{D_{ИЭ} B_{ИЭ}}}{\sqrt{(1 - r_{A_{ИЭ} B_{ИЭ}}^2)(1 - r_{B_{ИЭ} D_{ИЭ}}^2)}};$$

– взаимодействие между $D_{ИЭ}$, $B_{ИЭ}$ при фиксированном $A_{ИЭ}$:

$$r_{A_{ИЭ} D_{ИЭ} B_{ИЭ}} = \frac{(r_{B_{ИЭ} D_{ИЭ}} - r_{B_{ИЭ} A_{ИЭ}}) r_{D_{ИЭ} A_{ИЭ}}}{\sqrt{(1 - r_{B_{ИЭ} A_{ИЭ}}^2)(1 - r_{D_{ИЭ} A_{ИЭ}}^2)}}.$$

В итоге, мы определили параметры для синхронизации ИЭ такие как актуальность, важность и динамичность их зависимость друг от друга. Вычисление параметров ИЭ при выполнении сложных и комплексных задач, труднореализуемая. Для вычисления параметров лучше всего подходят технологии машинного обучения.

Список используемых источников

1. Саенко И. Б., Удальцов А. В., Ермаков А. В. Анализ проблемы синхронизации локальных баз данных в распределенной информационной системе // Труды Научно-исследовательского института радио. 2022. № 4. С. 37–41.
2. Захарова М. И. Свойства информации, стоимость и цена информации // Сборник трудов аспирантов и преподавателей по материалам 16-ой всероссийской научно-практической конференции, Иркутск, 23–25 февраля 2016 года. Иркутск : Восточно-Сибирский институт экономики и права, 2016. С. 63–67. EDN WEXOER.
3. Новиков Б. А., Горшкова Е. А., Графеева Н. Г. Основы технологий баз данных : учеб. пособие / Под ред. Е. В. Рогова; 2-е изд. М. : ДМК Пресс, 2020.
4. Wiesmann M., Pedone F., Schiper A., Kemme B., Alonso G. Database replication techniques: a three parameter classification // Proceedings of the 19th IEEE Symposium on Reliable Distributed Systems SRDS-2000, 2000. PP. 206–215.

УДК 621.391
ГРНТИ 47.05.09

ПОЛУЧЕНИЕ ОЦЕНКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ ЛЧМ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Л. А. Сенаторов, В. В. Хворенков

Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

В статье рассматривается проблема получения качественной оценки степени энергетической скрытности ЛЧМ сигналов. Энергетическая скрытность рассматривается в качестве важного параметра при работе радиопередающего устройства при наличии средств радиоэлектронной борьбы и подавления.

Описаны основные способы получения оценки энергетической скрытности сигналов, проанализированы их преимущества и недостатки. В результате анализа была выдвинута гипотеза о возможности получения оценки энергетической скрытности сигнала, учитывающего характеристики передаваемого сигнала, характеристики устройства и канала передачи.

Предложен собственный метод получения оценки скрытности передаваемого сигнала. В качестве основного критерия используется энергия передаваемого символа в битах, однако при оценивании также учитываются и иные свойства сигнала и радиопередающей системы.

скрытная передача, энергетическая скрытность, ЛЧМ сигнал, сложные сигналы.

Введение

Радиопередающие устройства давно стали важной частью современных систем связи – различные радиопередатчики и приемники применяются практически во всех сферах деятельности человека.

Важной особенностью функционирования средств радиосвязи специального назначения является то, что они могут работать в условиях противодействия со стороны РЭБ и РЭП потенциального злоумышленника. Активная работа средств РЭБ является основной причиной актуальности исследования вопросов сокрытия передаваемого сигнала и его содержания от посторонних наблюдателей.

Степень скрытности (и, как следствие, защищенности) сигнала оценивается по 5 направлениям. При разработке радиопередающих устройств наиболее важным является обеспечение энергетической скрытности сигнала, поскольку она определяется преимущественно за счет решений, принятых на первоначальных этапах проектирования. Внесение исправлений в прототип или серийное устройство потребует больших затрат.

Целью статьи является изучение способов получения оценки энергетической скрытности. Для этого были решены следующие задачи:

- 1) Проанализированы существующие способы получения оценки энергетической скрытности, их преимущества и недостатки;
- 2) Предложен собственный метод получения оценки энергетической скрытности передаваемого сигнала.

1 Анализ способов получения оценки энергетической скрытности

Рассмотрим некоторые известные способы оценивания скрытности сигналов.

В работе [1] авторы предлагают оценивать энергетическую скрытность через количество двоичных измерений («диз»), минимально необходимое для выявления параметров сигнала.

Для этого множество всех возможных событий представляется в виде матрицы. Выявить событие (обнаружить сигнал) можно двумя способами – поочередно обследуя каждый элемент матрицы или же делением области поиска на произвольные. Процедура оформляется в виде дерева поиска, длина пути характеризует энергетическую скрытность сигнала в «дизах».

Предложенный метод может быть достаточно удобным на стадии проектирования, однако все же обладает важным недостатком. При получении оценки рассматривается случай скомпрометированного сигнала. Оценка в «дизах» будет соответствовать скорости раскрытия содержания сигнала.

В [2] предлагается способ получения оценки энергетической скрытности по критерию дальности обнаружения сигнала. Способ позволяет оценить расстояние в метрах между исследуемым радиопередающим устройством и приемником РЭБ противника, при котором сигнал может быть обнаружен.

Преимуществом метода является его простота – оценка может быть получена с использованием несложных формул:

$$D_{p \max} = \frac{\lambda}{2 * 4 * \pi} * \sqrt{\frac{P_{\text{пер}} * G_{\text{пер}} * G_{\text{пр}}}{P_{\text{пр}}}},$$
$$\lambda = \frac{C}{F},$$

где λ – длина волны сигнала, м; $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика, Вт; $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления антенны передатчика, дБ; $G_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления антенны разведывательного приемника; $P_{\text{пр}}$ – чувствительность разведывательного приемника; C – скорость света, м/с; F – несущая частота, Гц.

Описанный способ не лишен также и недостатков. В качестве основного недостатка стоит отметить слабую привязку к свойствам передавае-

мого сигнала. Основные коэффициенты связаны с параметрами антенно-фидерных устройств передатчика и средств разведки противника, из свойств сигнала учитывается только длина волны. Использование данного способа не позволит получить точную оценку и сравнить между собой различные сигналы на стадии проектирования устройства.

Известны способы получения оценки энергетической скрытности на основе вероятности обнаружения сигнала или ложной тревоги при передаче сигнала под наблюдением средств РЭБ противника [3, 4].

Метод позволяет оценить вероятность обнаружения передаваемого сигнала, однако не пригоден для взаимного сравнения скрытности различных сигналов - предполагается, что основное влияние на скрытность оказывают энергетические соотношения передатчика и приемника РЭБ, а также база передаваемого сигнала.

2 Метод получения оценки степени энергетической скрытности ЛЧМ сигнала

Анализ существующих методов оценивания показал, что значительное влияние на скрытность сигнала оказывает выбор его базы. Сигналы с большой базой обладают широкой полосой передачи и передаются в течение достаточно длительного времени, поэтому обладают более низкой мгновенной энергией. Это позволило выдвинуть гипотезу, что в качестве основного критерия энергетической скрытности можно применять количество энергии передаваемого символа в битах [5]. Рассмотрим предложенный способ подробнее.

Энергетическая скрытность сигнала определяется вероятностью обнаружения сигнала сторонним наблюдателем при условии отсутствия у него знаний о структуре сигнала. Вероятность может быть вычислена по формулам:

$$P_0 = 0,5 - \int_0^{\Delta i} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} * e^{-\frac{x^2}{2}} dx,$$
$$\Delta i = \tilde{\Pi} - q_{\text{вх}}^2 * \sqrt{W_p * T_p},$$

где $\tilde{\Pi}$ – порог срабатывания; q – отношение сигнал/помеха на входе обнаружителя; W_p – полоса радиочастот сигнала; T_p – время работы на передачу.

Легко заметить, что уменьшение отношения сигнал/помеха приводит к увеличению Δi , и, как следствие, к уменьшению вероятности обнаружения сигнала.

Отношение сигнал/помеха может быть найдено как:

$$q_{\text{вх}}^2 = \frac{2E_s}{N_0},$$

где E_s – энергия сигнала в расчете на 1 бит; N – спектральная плотность шума.

Для сообщения конечной длины энергия символа может быть найдена по формуле:

$$E_b = \frac{E_m}{K} = \frac{E_m}{R * T_p},$$

где E_m – энергия сообщения; K – число информационных бит; R – постоянная скорость передачи; T_p – время работы на передачу.

Энергия сообщения может быть найдена интегрированием мгновенной мощности сигнала на интервале передачи согласно формуле:

$$E_m = \int_0^{T_p} p(t) dt = \int_0^{T_p} s^2(t) dt, \quad (1)$$

где $p(t)$ – мгновенная мощность сигнала; $s(t)$ – сигнал.

Тогда, с учетом формулы (1), энергия символа может быть записана в виде:

$$E_b = \frac{\int_0^{T_p} s^2(t) dt}{R * T_p}.$$

Сигнал $s(t)$ для случая передачи ЛЧМ сигнала может быть найден как:

$$s = S_0 * \cos \left[2\pi * (F_{\max} - F_{\min}) * t + \frac{\mu * t^2}{2} \right] \quad (2).$$

где S_0 – амплитуда сигнала; φ_0 – начальная фаза (для упрощения расчетов примем ее равной нулю); t – время; F_{\max} и F_{\min} – девиация частоты ЛЧМ сигнала; μ – скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала («наклон» управляющего напряжения).

Способ позволяет оценить степень энергетической скрытности для ЛЧМ сигнала, а также оценить влияние отдельных параметров передатчика или самого сигнала на степень энергетической скрытности.

Способ в явном виде учитывает такие параметры, как скорость и время передачи, полосу частот, помехи, что делает его полезным как при проектировании новых устройств, так и при модернизации существующих.

Заметим также, что способ при необходимости может быть применен для оценивания энергетической скрытности любых других сигналов. Для этого достаточно изменить функцию сигнала в формуле (2).

Заключение

Исследованы способы получения оценки энергетической скрытности радиопередающих устройств. Рассмотрены их преимущества и недостатки.

На основании анализа предложен собственный способ получения оценки степени энергетической скрытности ЛЧМ сигнала, учитывающий параметры передаваемого сигнала и свойства среды передачи.

Способ позволяет оценить влияние различных факторов на конечную энергетическую скрытность, что делает его удобным как при разработке, так и при модернизации радиопередающих устройств.

Результаты имеют значение для использования в практике разработки радиотехнических систем специального назначения, могут быть использованы в качестве теоретического материала для студентов технических направлений, обучающихся по специальностям «Радиотехника» и «Проектирование радиоэлектронных устройств», а также как материал при выполнении ОКР и НИОКР.

Список используемых источников

1. Перунов Ю. М., Куприянов А. И. Методы и средства радиоэлектронной борьбы : монография. Вологда : Инфра-Инженерия, 2021. 376 с.
2. Ворона С. Г., Булычев С. Н. Обеспечение скрытности работы РЛС // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2021. Т. 26. № 3. С. 29–38. DOI: <https://doi.org/10.18127/j20700814-202103-0415>.
3. Тузов Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М. : Радио и связь, 1985. 264 с.
4. Михайлов Р. Л. Описательные модели систем спутниковой связи как космического эшелона телекоммуникационных систем специального назначения : монография. СПб. : Научное издание, 2019. 150 с.
5. Сенаторов Л. А., Хворенков В. В., Савельев А. В. Оценка влияния параметров сложных сигналов на степень энергетической скрытности // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2022. Т. 25. № 3. С. 62–73. DOI: 10.22213/2413-1172-2022-3-62-73.

ANNOTATIONS

RADIO TECHNOLOGY COMMUNICATION

Abramov K., Kolosko A., Popov E., Filippov S. Comparison of Processing Methods for Experimental IVC of a Nanostructured Field Cathode Taking Into Account Noise Fluctuations. PP. 5–9.

Paper is about methods of analysis and comparison for processing the current-voltage characteristics of field cathodes. The comparison was made on the example of data processing of a nanostructured emitter with carbon nanotubes. Processing is based on semi-logarithmic Fowler-Nordheim coordinates and the basic field emission equation in the Elinson-Schrednik approximation. The effective parameters of the cathode – the field enhancement factor and the emission area, are obtained. The methods differ in the way of selecting the region of the current-voltage characteristic and in the way of eliminating the influence of noise fluctuations at the relatively stable current level.

Key words: field emission, carbon nanotubes, large area field emitter, Fowler-Nordheim coordinates, field enhancement factor, emission area.

Avvakumov A., Vinogradov P. Prospects for Building Power Supply using PoE Technology in 5G and IoT Networks. PP. 10–13.

The article touches on the PoE power supply system (Power over Ethernet) – technologies for supplying electrical energy together with data on the Ethernet network infrastructure, which reduces the complexity of building small cell base stations, ensures rapid growth of the PoE device market in the future and has great development potential. Taking into account the projected growth in the number of IoT (Internet of Things) devices, combined with the recently approved 802.3bt (4PPoE) standard, higher power levels and the imminent appearance of a large number of 5G base stations of small cells, the correct functioning of PoE systems becomes critically important.

Key words: power over Ethernet, 5G base stations, Internet of Things.

Alexandrov A., Vyalshin E., Ukrainsky O. Modern Trends in the Development of Autonomous Water Transport. PP. 13–18.

The improvement of water transport is necessary for the development of many areas of activity, therefore, the tasks of ensuring safety, reducing costs and increasing the efficiency of sea and river navigation have become particularly relevant in recent years. Within the framework of the E-navigation concept, success has been achieved in the use of video information technologies and modern television technology, however, the growing needs of society and the development

of video analytics capabilities make it possible to replace a person not only in navigation, but also in ship management. The purpose of the report is to analyze the trends in the development of unmanned vessels, the degree of their autonomy and technical capabilities.

Key words: autonomous water transport (ATV), artificial intelligence, IMO, VTS, vessel autonomy, YOLO model.

Alexandrov I., Antipin B., Vinogradov E., Ternovaya A. Loss Assessment for Short Range Propagation Paths Based on Standard Models. PP. 18–23.

A brief review of propagation models standardized by domestic and foreign institutes that allow an assessment of propagation loss for the paths the range of which is less than 1 km in different propagation conditions is performed. The loss assessments using modified Hata and Recommendation ITU-R P.1546 are carried out for a dense urban area at frequencies up to 440 MHz for the length of paths up to 220 m.

Key words: propagation curves, propagation loss, field strength, time variability, location variability, effective height of the transmitting antenna.

Alli R., Korovin K. Acceleration of the Calculations and Optimization of Antenna Systems using Neural Networks. PP. 23–28.

This paper considers the concept of an approach to the control of the phased array radiation pattern by finding the optimal modes of operation with machine learning methods. The idea, according to which, the modes of a phased array operation can be selected at system design stage by computer simulation and put into the control algorithm implementation device in the form of a table is considered. The structural design of such program is proposed.

Key words: phased array, pattern making circuit, microwave technology, microwave devices, microwave antenna, artificial neuron, artificial neural networks.

Amilyushchenko D., Savishchenko N., Shandrovsky A. Comparative Study of Simulation and Analytical Methods for Calculating the Bit Error Rate at the Reception of the DVB-S2 Standard APSK-16 Signals. PP. 28–34.

The signal constructions used in DVB-S2 standard are considered in the article. A simulation model for the numeric calculation of the bit error probability for the communication channel with the determinate parameters and the additive white Gaussian noise at the reception of the 16-APSK signals is presented.

Key words: signal constructions, DVB standards, noise immunity, the error probability.

Arinushkina K., Davydov V. Modernization of a Quantum Frequency Standard with Optical Pump. PP. 35–39.

The development of information transmission systems, satellite navigation systems, metrological service systems leads to the need for constant modernization of the currently used quantum frequency standards. The paper presents a method for upgrading the quantum frequency standard in order to improve short-term stability. Experimental studies of the metrological characteristics of a quantum frequency standard with laser optical pumping have shown the effectiveness of the new development.

Key words: time scale, frequency standards, automatic frequency control, atomic ray tube.

Arsirii A. Piezooptic Material Based on Rare-Earth Metal Oxides and Their Mixtures. PP. 39–41.

Data on materials based on rare earth element oxides of tantalum, neodymium, and magnesium, as well as mixtures and solid solutions based on them, exhibiting piezooptical properties and existing in both crystalline and amorphous states are collected. The most important parameters, properties, and their dependence on dimensional and technological characteristics are presented. Factors that have a significant influence on the sensitivity thresholds of the material to external influences are also described.

Key words: solid solutions, oxides, electrical and piezoelectric properties.

Afanasev N., Glushankov E. Analysis of Algorithms for Spatial Signal Processing in Adaptive Antenna with Synthesized Aperture of Low Orbital Space Vehicles. PP. 42–46.

For a long time, satellite communication lines have been used to organize communication. And at present, satellite constellations in low Earth orbit are increasingly being used due to lower delays and the possibility of full coverage of the earth's surface. It is proposed to consider the space-time diversity during the movement of space vehicles as elements of a synthetic aperture on a low near-Earth vehicle. The article proposes an algorithm for spatial processing of signals in adaptive antennas with a synthetic aperture on low orbit spacecraft and evaluates noise immunity at different levels of interference and the number of aperture elements.

Key words: regularized adaptation algorithm, synthetic aperture, adaptive filter, low orbit.

Babanov I. Development of Setup for Testing of Preamble Detectors of Random Access Channel of 4G and 5G Mobile Systems. PP. 47–52.

The task of organizing and test stand for field tests is detailed, the requirements for such a system are given and disclosed. The choice of equipment in the stand is substantiated. An analysis of several possible options for organizing such a stand is given and the choice of the final configuration is substantiated. The initial results of the practical experiment and their correlation with the previously obtained simulation data are shown.

Keywords: 5G NR, PRACH, ZC-sequence, correlation coefficient, random access.

Babin N., Panikhidnikov S. Actual Problems of Spacecraft Protection from Objects of Artificial Origin. PP. 52–56.

Space debris poses a great danger to artificial Earth satellites placed in various types of orbits. The problem is a large number of uncontrolled objects of artificial origin of various sizes moving at high speeds. A further increase in the number of such objects can lead to Kessler syndrome, when the multiplication of space debris becomes uncontrollable. In these conditions, passive and active methods of de-orbiting these objects are becoming increasingly relevant.

Key words: space debris, Kessler syndrome, passive and active methods of removal of objects of artificial origin.

Bagaev E., Sidorkovich D., Simonina O., Sopov D. Experimental Evaluation of Wireless Communication System Parameters for a Mobile Object. PP. 56–61.

The article presents the results of calculations and testing of parameters of a wireless communication system for a mobile object that has an active sensor and is based on Bluetooth technology. In the course of the work, preliminary calculations were carried out, a test procedure was created and implemented to obtain data for further evaluation. A series of experiments has

been performed for a real device in order to determine the dependence of the system parameters on the conditions of signal propagation. The dependence of the readings transmitted by the device sensor on the type of surface reflecting the signal is shown.

Key words: wireless communication system, Bluetooth.

Baranova E., Fedorov S. The Future of Broadcasting. PP. 61–67.

The existing broadcasting system covers a wide range of technological processes, from the creation of audiovisual products to its transmission, reception and display. The constant development of broadcast technologies has led to the use of digital channels through which high-definition and ultra-high-definition images with multi-channel sound are transmitted, allowing the viewer to immerse themselves in a more realistic perception of media information. Collective playback devices tend to be thinner and larger. Information and communication technologies have evolved significantly. The availability of high-speed Internet, smartphones, smart TVs has led to a change in the media environment and viewing style, for example, a departure from watching traditional (linear) television, especially among young people. The article attempts to look into the future and consider what new technologies can enter our lives and change the sphere of media broadcasting.

Key words: broadcasting, media technologies, future media broadcasting.

Baryshev O., Fokin G. Algorithms for Determining the Signal Arrival Direction. DAS and MVDR Beamforming. PP. 67–71.

Algorithms for determining the direction of signal arrival are relevant for consideration since they are used in various areas of science and technology. They make it possible to use the adaptive beamforming procedure, which in turn allows organizing directional radio communication sessions. In the framework of this work, two algorithms for determining the direction of signal arrival are considered, such as delay-and sum and minimum variance distortionless response.

Key words: beamforming, DOA, DAS, MVDR, MV.

Baryshev O., Fokin G. Model of Operation of the Beamforming Circuit of an Antenna Array According to the Delay and Sum Algorithm. PP. 71–76.

Models and methods of beamforming are one of the most popular areas of research and development in the field of the radio interface of networks of the fifth and subsequent generations of millimeter waves. The organization of radio communication sessions in the mode of directional transmission and directional reception allows devices to compensate for high losses during the propagation of radio waves due to high gain factors during beamforming. A necessary condition for the establishment and maintenance of radio communications by means of narrow beams is the prompt and accurate operation of the beam-forming circuit of the antenna array of devices in networks of the fifth and subsequent generations. In this paper, the methodological foundations of the operation of a classical beam-forming scheme based on the delay and summation algorithm for linear and circular antenna arrays are formalized, and the results of modeling spatial signal processing procedures for determining the angles of arrival from radiation sources on the plane and in space are presented.

Key words: beamforming circuit, delay and sum algorithm, antenna array.

Belyaeva N., Duklau B., Lisikov N., Smaglienko T., Fedorov S. Methodology for Calculating Spatial Image Parameters in Immersive Reality Systems. PP. 77–82.

The ultimate goal of creating any television image is to provide immersiveness – the effect of immersion in an artificially created environment. The most important element for obtaining this effect can be called 3D video, which allows us to reproduce the three-dimensionality of the space around us. Qualitative reproduction of spatial characteristics is determined by the effectiveness of the choice of parameters of the immersive reality system.

The report provides a methodology for calculating a number of the most important spatial parameters of such systems, based on well-known literary sources. This technique can be used in practical classes and in course design..

Key words: immersive reality systems, stereopair, parallax, spatial characteristics.

Bobrovskiy A. Research of the Electromagnetic Environment of Wi-Fi Networks on the Territory of SPbSUT. PP. 82–86.

This paper discusses the impact of proper network planning on the electromagnetic environment in the room. Problems with coverage uniformity and load distribution are determined in accordance with the concentration of network subscribers. The issue of the relevance of network equipment and the possibility of switching to modern analogues is also considered. As a result, it was determined that in many respects the corporate network on the territory of the university is very outdated and requires modernization.

Key words: Wi-Fi, 802.11, SPbSUT, Electromagnetic environment

Boyko I., Glushankov E. Adaptive Diagram Formation under Conditions of Uncertainty of the Reference Signal Evaluated by the Kalman Filter. PP. 87–91.

The purpose of this work is to obtain the radiation pattern of the adaptive antenna array using the LMS and RLS algorithms under the uncertainty of the desired signal required for algorithms that are optimal for the minimum mean square error. In this case, the task of evaluating the desired signal is performed using a Kalman filter. A mathematical description of the Kalman filter for the case of uncertainty of the desired signal, as well as the performance of the adaptive algorithms LMS and RLS after estimation is given. The results of modeling adaptive algorithms using Kalman estimation of desired signal with changing signal-to-noise ratio and Kalman filter parameters are presented. The effect of the signal to noise ratio as well as the Kalman filter parameters on the change in the shape of the directional diagram obtained as a result of the adaptive algorithms was investigated in this paper. In the end, the recommendations for the Kalman filter parameters for the LMS and RLS adaptive algorithms are given.

Key words: Kalman filter, adaptive beamforming, LMS, RLS, signal estimation.

Borisov M., Korovin K. Design of Antenna Array Element with a Wide Radiation Pattern Based on Binary Coding. PP. 92–97.

In recent years, due to the rapid introduction of digital technologies, increasingly wide bandwidth of communication systems is required, which results in increasing bandwidth of systems. At the same time, at Sub-6GHz frequencies, there is a strong congestion of the spectrum, due to the presence of a large number of different communication systems. In this regard, for the development of new generation communication systems (5G, 6G), it is also expected to actively introduce the millimeter wave range corresponding to the frequency range 24.25 – 27.5GHz in Russia and the development of appropriate antennas and devices.

In this paper, an implementation of antenna for 5G mm-Wave systems is considered, the results of modeling a multilayer patch antenna with a wide directional pattern based on the binary coding method are presented, and comparison with traditional patch antennas is made.

Key words: patch antenna, simulation, radiation pattern, HFSS, 5G frequency band.

Buchatsky A., Prokhorov K. On the Effect of the Selectivity of the Daubechies Filters on the Distribution of the Quantization Noise Coefficients of the Wavelet Transform. PP. 97–101.

To encode media data using a wavelet transform, it is necessary to choose a filter whose characteristics will satisfy a number of criteria. One of these criteria is the frequency selectivity of the filter. The article studies the process of mutual overlap of filter bands formed during the decomposition of a signal using high-order Daubechies filters, and also examines its effect on the nature of the distribution of quantization noise coefficients of the packet discrete wavelet transform.

Key words: Daubechies filter, wavelet transform, quantization noise coefficients of wavelet transform.

Buchatskii A., Shvets A. Development of a Redundancy Scheme for the Supply of Signals of I and II Multiplexes Via a Fiber-Optic Communication Channel. PP. 102–104.

At the facility of the Radio and Television Transmitting Center (RTTC) of the Republic of Karelia, a large amount of interference occurs when broadcasting on-air television due to an unreliable satellite communication channel. To increase the quality of broadcasting, a new broadcasting scheme was introduced for the first and second multiplexes.

Key words: fiber-optic communication channel, satellite communication channel, redundancy scheme, multiplex.

Vasilev N., Kudryavtsev A., Lypkan V., Panchak V. Influence of Vias on Characteristics of the Microwave Conductor. PP. 105–109.

Solving the problems of minimizing the frequency and waveform distortion is based on the choice of the optimal variant of the topology of the microwave conductors. The problem of minimizing frequency and waveform distortion is currently the main one in the design of microwave devices. The solution to this problem is due to the fact that there are many options for the topology of microwave conductors, which contribute in different ways to solving the problem of minimizing distortion of the frequency and signal shape, depending on the specified frequency, material thickness, width of the microwave conductor, etc.

Key words: vias, return loss, microwave conductor.

Vasilev N., Tokmakov D., Chikov M. Method for Multiparameter Adaptation of Communication Network Structure. PP. 109–113.

The article considers a method of multi-parameter adaptation. There are a large number of multi-parameter adaptation systems, each of which has both advantages and disadvantages. The method under consideration makes it possible to achieve an increase in the accuracy and efficiency of determining the required values of the adjustable parameters of the radio link and, accordingly, an increase in the throughput provided by the adaptive system communication.

Key words: multiparameter adaptation, radio communication, adaptive system, channel prediction, parameter change.

Verbitskiy Al., Verbitskiy An., Fedorov S. Experience of Interaction of the Enterprise and the University During Training in the Field of Digital Television Broadcasting. PP. 113–116.
More than half of the existing digital transmitters of the federal state unitary Enterprise Russian Television and Radio Broadcasting Network have significant operating time and have been in operation for more than 10 years. The lack of components for electronic equipment and manufacturers' service support leads to the need for measures to maintain the equipment in working condition and to provide branches of the Russian Television and Radio Broadcasting network with the necessary spare parts for repair.

The article presents the experience of the Russian television and radio broadcasting network in the technical operation and maintenance of transmitting equipment.

Key words: import substitution, digital transmitters, RTRN, operation.

Veremyev V., Kutuzov V., Nguyen T. 5G Signal as Illumination Source for Semi-Active Radar. PP. 117–121.

Semi-active radar (SAR) is becoming increasingly popular. The emergence of a new type of signal 5G New Radio (5G NR) provides new opportunities for the development of semi-active radar. 5G networks are currently being deployed in many countries around the world, enabling the development of high-definition SAR systems with very good coverage at low altitudes in urban areas. The paper analyzes the possibilities of developing semi-active radar with a 5G signal. In addition, 5G is compared with other signals used as illumination sources.

Key words: semi-active radar, 5G signal as illumination sources, 5G network.

Veresov V., Fedorov S. H.266 /VCC Video Compression Standard. PP. 121–126.

This article presents the principle of h.266 codec operation. It is compared to other compression standards using "ElecCard Stream Eye" software, based on video quality analysis using objective metrics. Perspectives of future development of h.266 codec and its advantages among previous generation codecs are determined. An analysis of technical support equipment and readiness for the transition to the new standard is given. The main advantages and disadvantages, as well as the criteria for its implementation in mass production are specified.

Key words: video compression, coding, H.265, H.266, PSNR, VMAF, SSIM.

Vinogradov V., Komar K., Mirkhanova A. Advantages and Evaluation of the Efficiency of Using an Automatic Circuit Board Mounting Line. PP. 126–129.

A printed circuit board is a plate made of a dielectric, on the surface or in the volume of which electrically conductive circuits of an electronic circuit are formed. There are several ways to mount printed circuit boards, this article compares two methods – an automatic mounting line and manual installation. They are also compared and evaluated for effectiveness.

Key words: printed circuit board, automatic line mounting, manual mounting.

Vinogradov P. Development of Wireless Technologies for Powering Low-Power Telecommunication Devices. PP. 129–132.

Taking into account the widespread use of Internet of Things devices in fifth-generation networks, it is vital to provide them with power during operation. This is especially true for autonomous elements of the network. It discusses the prospects for the development of low-power batteries and wireless energy harvesting technologies for Internet of Things devices that use radio frequency, visible and infrared radiation and mechanical vibrations as sources.

Key words: battery, energy harvesting.

Volkova A., Fedorov S. Modern CMOS Converters. PP. 133–137.

Complementary metal-oxide-semiconductor is considered. The development of CMOS technology is given. An analysis of the characteristics and advantages of existing CMOS converters is presented. The main manufacturers whose technologies are used in our time are described. Differences in their technologies and prospects are considered.

Key words: CMOS, CCD, TV broadcast.

Vorobiev O., Dubakov A. Analysis of Interference Effects in the 2.4 GHz Frequency Range. PP. 138–141.

The article discusses the types of interference that are most common when Wi-Fi technology operates in the unlicensed 2.4 GHz frequency range. The reasons for the negative influence on the functioning of wireless communication are revealed, some of which can be prevented even at the stage of development and planning of a Wi-Fi network. The consequences of parasitic exposure that limit the capabilities of a wireless network are touched upon, and possible ways to eliminate the interference situation are also considered, many of which have already proven their effectiveness.

Key words: Wi-Fi, interference, 2.4 GHz frequency range.

Vorobyov O., Kazakov Yu., Markova L. Features of Matching a Switch Power Amplifier with a Hydroacoustic Emitter. PP. 141–146.

The features of matching broadband switch power amplifiers with a hydroacoustic radiator are considered, taking into account a significant change in the impedance and active power factor of the load. The conditions for energy transfer of a high-voltage excitation signal are determined when the maximum voltage is limited by the switch of directions of phased antenna arrays. The expediency of using a matching autotransformer as part of the radiation unit with the possibility of compensating the reactive component of the load impedance based on a comparison of the transfer characteristics of the series and parallel compensation options is shown. A mathematical model of the channel of the radiating path has been developed, the output voltage and energy characteristics have been calculated, and the results of experimental studies have been presented.

Key words: pulse-width modulation, power amplifier, hydroacoustic transmission path, compensation, adjustment.

Vorobyov O., Krotov R., Rybakov A. Modeling an Iterative Equalizer with a Bidirectional Structure. PP. 147–151.

The article discusses an equalizer with feedback based on the Kalman algorithm for the use of ionospheric radio communication channels. The presented materials show that the basic performance of the equalizer does not allow achieving high noise immunity for the ionospheric radio channel and how it deteriorates with increasing constellation order in amplitude and phase manipulation. The proposed equalizer will provide a significant improvement in performance compared to the usual one. An iterative equalizer is much simpler than a turbo equalizer (widely used in ionospheric radio communications) for two reasons: first, the direct adaptation structure used in the Kalman filter is much simpler than the indirect adaptation structure commonly used with turbo structures (especially for a fractional interval model - does not require

matrix reversal). Also, an iterative structure (exchange of "hard" values) is simpler than a turbo structure (exchange of "soft" values), since the latter requires a lot of changes.

Key words: bidirectional structure, adaptive equalizer, radio channel model, Kalman algorithm.

Vorobyov O., Ryabikov D. Using Drones in 5G Networks. PP. 151–155.

Drones are expected to be an important component of next-generation network architecture, potentially facilitating wireless broadcast or point-to-multipoint transmission. Distinctive features of different drones, such as maximum operating altitude, communication, coverage, computation, and endurance, make it necessary to use a layered architecture for future drone networks. The paper investigates the feasibility of a multi-tiered drone network architecture compared to traditional single-tiered drone networks, identifying scenarios in which drone networks can potentially complement traditional terrestrial networks.

Key words: 5G, Drones, UAV, point-to-multipoint/broadcast communication, spectral efficiency.

Vorobyov O., Shaikhleeva N. Simulation Model of a Short-Range System. PP. 156–160.

Nowadays, control and monitoring of such parameters as temperature and humidity are practically important. These parameters affect both the finished product and the technological process as a whole. Therefore, fully automatic monitoring systems are designed and implemented to address this issue. This paper presents a simulation model of the temperature and humidity measurement system in real time.

Key words: arduino, Wokwi, ESP32.

Voronin N., Gortsueva A., Tatarenkov D. Engineering a Real-Time Reality Visualization System. PP. 160–163.

With the growing demand for integrating immersive technologies into everyday life, the issue of reality visualization is becoming more and more relevant. The possibility of popularizing this topic, its further development through the creation of new projects in the field of its application, as well as the improvement of existing solutions assumes an important role. In this paper, the issue of reality visualization with the help of TouchDesigner software using the depth map is considered. The analysis of technologies, software and equipment required for the reliable implementation of the reality visualization system is conducted. The principle of the visual sensor operation and specificity of the depth map building by means of this equipment is considered. The result of this work is an interactive reality visualization simulator in real time mode.

Key words: immersive technologies, reality visualization, depth map, TouchDesigner.

Gailit D., Chenishov A. Development of an Algorithm for Managing the Energy Resource of a Decameter Radio Line for Special Purpose Communications. PP. 163–167.

This article presents an algorithm for managing the energy resource of a decameter radio link for special purposes communications, taking into account the features of functionality. The main feature is the using of frequency adaptation and frequency-division multiplexing. The article informs about management of energy resources in modern conditions and application of the adaptive radio links and its features.

Key words: energy resource, special purpose communications, short waves.

Glushankov E., Rylov E., Lavrov M. Spatiotemporal Signal Processing Effectiveness in Marine Radio Communication Lines. PP. 168–172.

The article is focused on effectiveness analyzing methods of adaptive algorithms in marine radio communication lines. due to constant non-stationary signal-interference situation spatiotemporal signal processing requires fast system responses. Effectiveness determination approach considering the conditions is proposed.

Key words: spatiotemporal signal processing, directional pattern, adaptive algorithm, likelihood ratio, probability distribution density, adaptive antenna array.

Glushankov E., Mukhina A. Detection of Correlated Signals Propagating Through Multipath Channels with Rayleigh and Rice Fades by Super-Resolution Methods. PP. 172–175.

Due to the influence of fading signals in radio engineering systems, the quality of radio communication, radar and radio navigation significantly deteriorates. The article discusses multipath channels with fading and their effect on the error-free reception of correlated signals using super-resolution methods. For this purpose, a model is proposed in the Simulink environment, which allows evaluating the effectiveness of using algorithms for determining the angle of arrival of correlated signals based on the probability of a bit error.

Keywords: fading, Rayleigh distribution, Rice distribution, DoA algorithms, super-resolution methods.

Glushenkov E., Rylov E., Tsvetkov D. Models of Continuous Communication Channels in the Form of Stochastic Differential Equations as a Methodology of the Markov Theory of Signal Processing. PP. 176–180.

It is shown that the representation of signal models in continuous communication channels in the form of stochastic differential equations (SDU) is the basis for the synthesis of optimal algorithms of Markov filtration theory. At the same time, the more accurate the representation of such models is, the more effective the solution of filtering problems will be. Therefore, models in the form of SDU and continuous filters represent the methodology of the Markov theory of signal processing.

Key words: SDU, filtering, signal processing, consent criteria.

Glushankov E., Khrenov A. The Peculiarities of Taking into Account the Real Characteristics of the Receiving Paths in the Problems of Antenna Array Adaptation. PP. 180–185.

In this article we developed and analyzed using MATLAB environment a model of the receiving path with a linear centrally symmetric antenna array, taking into account the nonlinearities and imprecision of setting the characteristics of the paths and the reference signal. According to the results of the analysis the parameters at the output of the antenna interference compensator were obtained.

Key words: antenna array, nonlinearity, receiving path, impedance, reference signal, antenna interference compensator.

Gogol A., Guzeva Y., Tumanova E. Analysis of the Current State of the Problem of Odor Transmission Through Information Channels. PP. 185–189.

This report examines the current state of the problem of odor transmission. The issue of visualization and transmission of smells has been raised many times and continues to remain open. Scent transmission can change the idea of cinematography and significantly add to the virtual

world. The report examines modern devices that allow users of the virtual world to use the sense of smell and another sense organ, to immerse themselves in an unreal world. In addition to odor reproduction devices, methods are needed to digitize smells and transmit them. One such solution is, for example, the representation of smells by means of molecular maps. An analogy of the color triangle, only for smells. The bioelectronic nose is also considered and using this latest sensor technology, the implementation of odor imaging technology is expected in the near future.

Key words: odors, odor transmission, odor reproduction, molecular odor map.

Golovinov O. On the use of Optical Biometric Sensors in Wearable Devices. PP. 190–193. *Wearable devices such as watches or headphones have made their way into people's lives. An important function of such devices is to monitor the user's health. One of the main sources of health information in such devices is optical sensors, which provide information on critical body indicators.*

Key words: wearable devices, health monitoring, biometric sensors.

Golovinov O., Ukrainskiy O. Mobile Means of Rapid Measurement and Visual Control of Basic Body Parameters. PP. 193–196.

In recent years, the issue of constant monitoring of human health has become extremely relevant. For this task mobile devices are used, which can represent both independent devices, and the whole systems of measurement and visual control of the main parameters of the body. The article gives an overview of promising studies that allow to increase the effectiveness of devices for rapid measurement and visual control of the state of health.

Key words: wearable devices, health monitoring, biometric sensors.

Gorobey D., Kulinkovich A., Loginovskaya A. Analysis of Noise Pollution of the Kalininsky District of St. Petersburg. PP. 197–201.

In this paper, the analysis of noise pollution of the territory of the Kalininsky district of St. Petersburg is carried out. Noise measurements were carried out at 2419 points in the area with further mapping of the results using GIS technologies. The calculation of noise protection screens in areas with exceeding the maximum permissible sound pressure level has been performed.

Keywords: GIS technologies, noise pollution, mapping, noise screen.

Gorobtsov I., Isupova E., Kirik D., Kositsyna T. Algorithm for Receiving Signals in the Control Channel of a Robotic Complex. PP. 201–207.

The article presents a method for synthesizing non-redundant algorithms for receiving digital signals in radio communication channels with scattering and intersymbol distortions under the complex influence of concentrated, pulsed and fluctuating interference and with adaptation by the structure and parameters of multipath.

Key words: demodulator, signal reception algorithm, noise immunity.

Gorintzev A., Ykrainskiy O. Emergency Video Monitoring System using Mobile Communication. PP. 207–212.

The task of control and prevention of emergencies at industrial enterprises is currently extremely relevant; it is used at military and civilian facilities. However, the implementation of most of such equipment requires equipment from foreign companies. This circumstance makes it necessary to intensify the development of domestic equipment within the framework of the import substitution program. At the same time, the most informative way to control emergency and pre-emergency situations is visual control using information and video communication technologies, therefore, the report discusses two options for the video monitoring system, outlines the principle of operation and concludes on practical application.

Key words: video analytics, system, emergency, access control.

Grekov K. National Project "Ecology" and Problems of Digitalization. PP. 212–215.

The analysis of the Strategy for the Digital Transformation of the Ecology and Nature Management Industry, prepared by the Ministry of Natural Resources and Ecology of the Russian Federation, as well as the developments of various ministries, departments, regional government bodies, is given. The most important directions for the effective development of the environmental industry from the point of view of "digital transformation", the most significant priority tasks that federal and regional projects are aimed at (within the framework of the national project "Ecology") are identified. The problems of "digital transformation" of the industry are identified, among which it is necessary to single out both organizational and technical, and those of a structural, systemic nature.

Key words: national project "Ecology", digital transformation, problems of digitalization.

Grekov K., Novorusskiy V. The Impact of Environmental Education on Environmental Safety. PP. 215–218.

The article demonstrates some aspects of the impact of environmental education on environmental safety. The topic is relevant, as natural emergencies are becoming more frequent and intensified, as well as atypical, extreme weather conditions. The main reason is the global environmental problem, which leads to a decrease in Russia's environmental security. Environmental education is able to eliminate this difficulty, and therefore must be improved. In conclusion, the author will propose a scale, the introduction of which will have a positive impact on the implementation of environmental education in Russia.

Key words: environmental education, environmental safety, education, attitude to nature, environmental education.

Grishin V., Kolosko A., Popov E., Smolkin K., Filippov S. Application of the Functional Dependence of the Emission Area to the Estimation of a Multi-Tip Field Cathode Profile Based on 3D Modeling of Carbon Nanotubes. PP. 219–224.

A comparison of two methods for calculating field enhancement factor in the vertex region of emission sites of a multi-tip field cathode has been carried out. The methods differ in that one uses a fixed emission area, while the other applies an approximating dependence of the emission area on the field enhancement factor. The second method allows for a more accurate estimation of emission profile of the cathode as a result of processing glow patterns with computerized field projector.

Key words: field emission, carbon nanotubes, large area field emitter, field enhancement factor, emission area, cathode emission profile.

Guminskiy O. Time and Frequency Synchronization of OFDM-Symbols in Digital Radio Broadcasting systems. PP. 224–229.

The results of the study of time and frequency synchronization methods used in digital radio broadcasting systems are presented, their advantages and disadvantages are evaluated, algorithms to improve the noise robustness of receiving equipment of digital radio broadcasting systems are considered, recommendations for their improvement for the DRM system are formulated.

Key words: OFDM symbol synchronization, digital broadcasting.

Gureev A., Dunaev N., Kuzmin S. Hybrid Antenna Array. PP. 229–233.

In this paper, we consider a hybrid antenna array consisting of two digital channels, each of which is connected to a four-channel phased array antenna. This arrangement of the antenna array allows for both spatial signal processing and spatio-temporal. In the first case, an adaptive eight-channel phased array antenna is used, in the second case, a two-channel digital antenna array is used. Adaptation and pre-adjustment are carried out using a genetic algorithm. Direction finding is performed based on the MUSIC method. As a result, it is possible to increase the functionality of the antenna array with a minimum number of digital channels.

Key words: digital signal processing, antenna arrays, directional pattern, adaptation, super-resolution, direction finding.

Gureev A., Dunaev N., Kuzmin S. Experience of using an SDR Receiver in Antenna Arrays. PP. 234–239.

The article describes the application of a software-configurable radio in a two-channel antenna array. The operation of a phased array antenna and a digital antenna array in a wide frequency band is compared. The USRP B210 device is used as a digital receiver. The antenna array channels are pre-configured and calibrated. To measure the characteristics, a specialized stand has been created, including a pivoting device with a controller and a device that allows you to change the distance between the emitters. The results obtained can be used to study the characteristics of antenna arrays and for educational purposes.

Key words: software-defined radio, antenna array calibration, pivot device, phased array, digital antenna array.

Dao V., Konovalov A., Le M. Multi-Model Algorithm with Variable Structure for Tracking Surface Maneuvering Targets. PP. 239–244.

A multi-model algorithm with a variable structure for tracking maneuvering surface targets is studied. The proposed algorithm is a multi-model algorithm that uses a variable set of models using the adaptive grid method. The simulation results show that the use of this algorithm significantly reduces computations and increases efficiency compared to the previous generation multi-model fixed-structure algorithm.

Key words: trajectory filtering, IMM filter, target tracking, VSMM algorithm, grid adaptation.

Dao V., Konovalov A., Le M. Use of Decision Trees and Random Forests for Recognition of Small Aerial Radar Targets Based on Trajectory Features. PP. 244–249.

This article discusses the problem of recognizing small air targets, the relevance of which is due to the steady growth trend in the areas of application of various types of unmanned aerial vehicles. The features of the use of decision trees and random forests for solving problems

of recognition of small air targets are studied. The results of an experimental analysis of the quality of methods for recognizing small UAVs and birds based on their trajectory features are presented.

Key words: radar recognition, decision tree, random forest, small UAVs, trajectory features.

Dmitrieva V., Potkin F. An Overview of Base Station Antennas in the mmWave Band. PP. 249–255.

In the modern world, the frequency resource is its most important component, the demand for it is constantly growing due to the increase in the number of users and the volume of transmitted information every year. One way to expand this resource is to switch to unused frequency bands: millimeter waves. Currently, the mmWave band is assumed to be 24.25-27.5 GHz and 26.5-29.5 GHz.

In this paper, an analysis of the problems associated with operation in the millimeter wave is made design solution, types of antennas and antenna systems suitable for operation in the mmWave range are considered.

Key words: antennas, base stations, millimeter wave, 5G.

Dunaev N., Kuzmin S., Makarov V. Experience in Designing an Eight-Channel PAA. PP. 255–260.

The article describes the experience of creating an eight-channel phased antenna array, consisting of an 8-bit phase shifter, 6-bit attenuator, control board, emitters and adders. The proposed antenna array makes it possible to study both the electrodynamic characteristics of the antenna and the characteristics of the control, power and monitoring system. As a result, algorithms for calibration, directional diagram synthesis, and adaptation can be worked out. The design allows changing the configuration of the antenna in terms of changing the types of radiators and their mutual arrangement.

Key words: PAA, phase shifter, attenuator, STM32H7, Arinst VNA-DL.

Eremenko A., Kokorev A., Slesarchik K., Shvedov S. Identification Algorithm Type of Digital Modulation Signal. PP. 260–264.

The article is devoted to the analysis of methods for identifying the type of digital signal modulation. A hybrid algorithm for identifying the modulation of QAM, PSK, FSK and GMSK signals is proposed, which provides a high probability of correctly determining the type of modulation with small sample sizes (200–600 samples) of the analyzed signal and low signal-to-noise ratios (3–5 Db).

Key words: identification of the type of modulation, digital signal, QAM, PSK, FSK, GMSK, wavelet transform, hybrid algorithm, histogram method.

Zykov S., Perelygin S. Modern Ultrasonic Flaw Detectors. PP. 265–270.

This article discusses ultrasonic flaw detectors that have been used for the last twenty years to control metals at the Leningrad NPP. These devices also include phased array flaw detectors, without which it is difficult to imagine modern ultrasonic flaw detection. The phased array technology is relatively new, but it has already proved itself, and in the future, it is precisely these flaw detectors that will be used to carry out the main work on inspection. An excursion into the history of ultrasonic testing is carried out, and methods of ultrasonic research are also reviewed.

Key words: ultrasonic, flaw detectors, phased array, ultrasonic methods.

Eissa M. Enhancing Angular Resolution of Antenna Arrays using Passive Repeaters. PP. 270–273.

This paper presents a method for improving the angular resolution of antenna arrays, which is necessary for the correct estimation of the angle of arrival. The approach is applied using passive repeaters. The used passive repeater consists of two parts connected by a flexible cable. Each part is a parabolic reflector with an antenna at its focal. By distributing passive repeaters between the base station and users, the aperture size of the base station increases and the main lobe beamwidth decreases. Numerical simulations were carried out to validate the proposed method, and it was found that the proposed method effectively improves the angular resolution required for estimating the angle of arrival.

Key words: angular resolution, passive repeater, angle of arrival.

Eissa M. Creating Multipath Propagation in Line-of-Sight MIMO Communications. PP. 274–277.

This paper presents a method for distributing passive repeaters in a line-of-sight environment for a multiple-input, multiple-output (MIMO) communication system for creating multipath propagation and enhancing capacity. The proposed approach is implemented using passive repeaters consisting of two parabolic antennas connected through a flexible cable. Numerical modeling was carried out to validate the proposed method, and it was found that the proposed repeaters' configuration helps to effectively create multipath propagation, in addition to obtain simultaneous communication with users, and that leads to an increase in the channel capacity.

Key words: MIMO, passive repeater, line-of-sight communication.

Ishutina O., Svinina O. Analysis of the Influence of Box Damping on Loudspeaker Parameters. PP. 278–282.

The presented paper contains an analysis of the influence of various types of damping materials on loudspeaker parameters. Experimental results obtained for different speaker prototypes are given. Effect of damping material type and quantity on loudspeaker frequency response, Q factor and cutoff frequency is discussed. Recommendations for using damping materials for loudspeaker building are given.

Key words: omnidirectional sound source, speaker impedance, loudspeaker frequency response, speaker Q factor.

Kazantseva A., Tsvetkova I. Investigation of the Effect of Emission Temperature on Changes in the Concentration of Emissions. PP. 283–288.

The work investigates the effect of the temperature of the release of emissions into the atmosphere on the concentration of pollutants at the design points. The study is carried out by the calculation method. The object of research is the manufacturing of mineral wool. The results obtained can be recommended as measures to reduce emissions during periods of adverse meteorological conditions.

Key words: the temperature of emissions, the concentration of pollutants, mineral wool.

Kazantseva A., Churykina M. The Problem of Normalization Dust of Complex Component Composition. PP. 288–292.

This work considers the problem of choosing a standard for dusting materials of foundry production of complex component composition. Raw materials for foundry production contain components of 2–3 hazard classes, which fall into the atmosphere/air together with dust. Existing hygiene standards offer several options for naming pollutants based on the composition of emissions. However, there are no recommendations for the choice. This work investigates an approach to the normalization of dust based on the valence of its components.

Key words: the dusting materials, the foundry production, emissions, the raw material warehouse.

Karavaev D. Model of Satellite Downlink Wideband Channel based on Stochastic Differential Equations. PP. 292–297.

The paper presents an analysis of the features of the propagation of a wideband signal in communication channel between ground-based receiver and a low-earth orbit spacecraft. The fading effect caused by multiple reflections of signal from close range environment at the receiving point is considered. The main attention is paid to the significant frequency shift caused by Doppler effect that occurs as a result of the high speed movement of satellite due to low orbit height. In the case of wideband signals, it is proposed to consider the Doppler shift as frequency dependent for the corresponding frequency components. The result of the work is a system of stochastic differential equations, including the considered features, on the basis of which further modeling can be performed.

Key words: satellite communication channels, stochastic differential equations, orthogonal frequency-division multiplexing, Doppler frequency shift.

Karanova E., Larionov A., Stepanov A. Features of the Operation of Unmanned Aerial Vehicles in the Arctic and Ways of Their Modernization. PP. 297–301.

Currently, the government of the Russian Federation is actively working to develop the Arctic regions. On the territory of the Arctic, there are a number of unfavorable factors that significantly complicate any ongoing work. First of all, we can single out such factors as difficult climatic conditions, as well as remoteness from established infrastructure. The use of unmanned aerial vehicles can help to significantly increase the pace of development of the region, take on such functions as searching for optimal logistics routes, assisting in geodesy and cartography, transporting medicines to remote areas, search and rescue operations, and much more. In this work, on the basis of observations and measurements carried out during the Arctic expedition of St. Petersburg State University of Telecommunications, negative factors that interfere with the normal operation of unmanned aerial vehicles in the Arctic will be identified. Possible ways of improving their technical part to combat these factors will also be proposed.

Key words: UAV, wireless data transmission, Arctic.

Karanova E., Nikitina A. Approaches to the Implementation of Frequency Division Multiplexing of Various Numerologies in the Simulation of 5G Networks in the NS-3 Simulator. PP. 301–306.

At present, when developing equipment and software for mobile communication networks, the most appropriate method for assessing the performance of the proposed solutions is the use of modern simulation tools. This paper presents an overview of the capabilities of the mmWave

module and some of its extensions, and also considers options for implementing frequency division multiplexing of various numerologies using the carrier aggregation function in the NS-3 simulator.

Key words: simulation, frequency division, mmWave, 5G.

Kichko Ya., Kurashev Z., Sapunova L., Chudnov A. Analysis of Probabilistic-Temporal Characteristics of Data Packet Transmission Along Routes with Limited Receiving and Transmitting Resources Means of Communication Repeaters. PP. 306–311.

Analytical assessments of the indicators of timely delivery of messages along the routes of the data exchange system are necessary to manage packet routing and increase the efficiency of the system on this basis. The most important is the operational evaluation of such parameters for mobile systems built using radio means, since routing is carried out in conditions of changing interference conditions and congestion of communication repeaters, which requires constant updating of data on the structure and parameters of the network.

The paper proposes a method for the analytical evaluation of the probabilistic-temporal characteristics of packet delivery along network routes with limitations on the resource of communication repeaters. The possibility of organizing the interaction of network objects is taken into account, in which the receiving and transmitting means of the repeater can exchange data with different correspondents at any given time.

The ratios for calculating the indicators of the timeliness of message delivery in the network as a whole are given.

Key words: data exchange system, mobile network, packet routing, timely delivery of messages.

Kovaleva O., Manvelova N., Ogai A. Environmental Safety of Low-Waste Technologies in industrial Waste Paper Recycling Systems. PP. 311–316.

Currently, the consumption of natural resources is increasing, but the material benefit interests a person more than caring about the consequences of his activities. The limited raw material resources of wood necessitates the full-scale utilization of multi-tonnage waste of production and consumption - waste paper for the production of various types of cardboard and paper products. Due to the increase in the risks of natural and man-made impacts leading to negative environmental consequences, there is an urgency to consider low-waste waste paper recycling technologies in industrial systems that are aimed at improving environmental safety.

Key words: waste paper recycling, waste water, solid waste, low-waste technologies in industrial systems.

Kozintseva D., Fedorov S. Analysis of Adaptation of Video Information Encoding Methods Depending on the Performance of the Communication Channel. PP. 316–321.

The purpose of any encoding of video information is to obtain a digital sequence that requires a minimum data transfer rate, followed by restoration of the original image with minimal distortion. The report provides an overview of the existing video encoding standards (MPEG-4, H.264, H.265 and H.266) and compares them with each other in adapting the data transfer rate and format. It is noted that either the adaptability of the provision of video services is carried out with a lower time resolution and less spatial detail, or the emphasis is on high-quality image restoration compared to the bit rate.

Key words: encoding of video information, MPEG-4, H.264, H.265, H.266, adaptations of coding methods.

Kokin S., Simonina O. Analysis of the Characteristics of the UWB-Systems for Robotic Control Application. PP. 321–325.

The purpose of this article is to study the technology of ultra-wideband (UWB) radio communication and the possibility of implementation in the robotic complexes (RC) of various purposes. The performance of the technology when used according to the requirements for communication systems with RC was assessed. It is shown that it is possible to use lower bands for the realization of ultra-wideband communication systems, but this is associated with a number of changes in the design and principles of operation of receiving and transmitting devices. In this case the frequency bands 900-1900 MHz are the most interesting for the implementation of special communication systems. It is shown that this technology has a great potential of application for organization of communication with ground-based RC.

Key words: UWB, RC, requirements for communication systems, transceiver tract.

Kolichenko D., Perelygin S. Overview of Acoustic Systems at Sports Facilities (Ice Arenas). PP. 326–330.

The article discusses three types of ice arenas and presents their illustrations. Various solutions in the sound design of ice arenas are shown, depending on their functional purpose. Examples of acoustic systems installed on the sites are given. The problems of sounding ice arenas and possible ways to solve them are highlighted, conclusions about the need to study and eliminate them are obtained.

Key words: acoustic system, sports facility, acoustic, ice arena, speaker, amplifier.

Kolosko A., Popov E., Filippov S., Churkin S. Estimation of the Number of Emission Sites on the Surface of a Nanocomposite Field Cathode. PP. 330–334.

A method for processing glow patterns, which are registered using a computerized field projector as part of a complex setup for studying the properties and optimizing field cathodes, has been developed. The proposed processing of emission site images is based on the use of IMAQ functions in the LabVIEW graphical programming platform. The method was demonstrated using experimental data from a field cathode based on carbon nanotubes. The new approach to filtering and recognizing of the emission site images allows to increase accuracy in their detection.

Key words: field emission, carbon nanotubes, large area field emitter, LabVIEW, field enhancement factor, emission area.

Konopleva A., Sturman V. Comparative Assessment of Atmospheric Air Pollution According to Stationary Posts and Internet Sources on the Example of the Central District of Saint-Petersburg. PP. 335–340.

Studies of atmospheric air pollution in the central district have been carried out according to stationary posts and Internet sources. A comparative analysis of atmospheric air quality indicators was performed. The dependences between concentrations of pollutants and meteorological conditions are revealed. The average concentrations for working days and weekends were determined. Maps of the average values of the CAPI for different Internet sources are constructed.

Key words: atmospheric pollution, meteorological characteristics, monitoring.

Konkov D., Kudryavtseva Y., Chekalin A., Shanin A. Features of using the Method of Moments in the Time Domain for Calculating the Electromagnetic Field of Antennas. PP. 340–346.

The article presents the features of using a numerical method for solving the integral equation of the electric field in the time domain (TD-EFIE) for pin antennas in free space. The method of moment in the time domain (TD-MoM) is applied, using triangular spatial and temporal basis functions. It is shown that the integrals included in the formulation can be evaluated analytically, which reduces the calculation time. The accuracy of the method is checked by comparing its results with several available EM solvers.

Key words: method of moments, pin antennas, electromagnetic field, integral equation.

Konkov D., Kudryavtseva Yu., Chechkenev A., Shanin A. Prospects for Introducing Adaptive Digital Antenna Arrays in Ground Control Systems and Analysis of Their Reliability. PP. 347–350.

Adaptive digital antenna arrays are a promising direction in the development of ground-based command-measuring antenna stations. ADCARs can greatly improve the efficiency of managing communications between a satellite and a ground station. Depending on the requirements, such antennas contain from hundreds to several thousand active modules. In this regard, the probability of failure of the active module increases, which in turn reduces the reliability of the antenna. This article discusses the issues of improving the reliability of ACAR.

Key words: adaptive digital antenna arrays, ground control systems, smart antenna reliability.

Korovin K., Krivoruka O., Simonina O. Analysis of Machine Learning Algorithms in Hybrid Beamforming methods in mmWave Wireless Networks. PP. 351–356.

The use of millimeter waves in radio systems makes it possible to significantly increase the bandwidth and provide the ability to serve a growing number of users. Significant propagation losses of millimeter waves in these systems can be compensated by directional beamforming. A promising beamforming technology is hybrid beamforming, which combines analog and digital approaches to reduce the overhead of developing these solutions. Traditional hybrid beamforming methods can be quite complex and computationally intensive. It is shown that the application of such machine learning algorithms as convolutional neural network, Q-learning, linear autoencoder allow to accelerate and simplify the implementation of traditional beamforming methods.

Key words: machine learning, massive MIMO, mmWave, hybrid beamforming, spectral efficiency.

Kravets E., Chernyshova A. Radio-Frequency Identification for Warehouse Automation. PP. 356–361.

The paper considers the application of Rfid-technology in the task of warehouse logistics. The analysis is presented, the advantages and disadvantages of using Rfid-technology to optimize the work of the warehouse are considered. Examples of solutions to the problems that can be encountered when using Rfid-technology to automate the work of the warehouse are described. The paper notes that the use of RFID-technology allows for easier control of the movement of products in the warehouse.

Key words: Rfid-technology, automation, warehouse, logistics.

Kraev S., Kudryavtseva Y., Lutsenko S. Consideration of the Causes and Consequences of Interference in Satellite Communication Systems. PP. 362–365.

Interference in satellite communications can be caused by various reasons. These interferences can lead to signal loss, degradation of communication quality, and even complete inability to communicate. As a result, they can lead to the malfunction of critical systems and devices, which can have serious consequences for security and the economy.

Key words: satellite communications, interference sources, telecommunication systems, frequency range.

Krotov R., Rybakov A. Modeling of the Bidirectional Structure of the Adaptive Equalizer Based on the Kalman Algorithm. PP. 366–371.

The purpose of the research work is to consider methods for improving noise immunity in short-wave radio communication channels. Ionospheric radio communication in the short wave range (from 3 to 30 MHz) is fraught with many difficulties and problems due to strong fading in the channel, especially at high latitudes, which complicates the process of restoring the original form of the radio signal (the main function of the equalizer). The operating conditions of the equalizer become more complicated in such cases as when the data transfer rate increases (high constellation orders). Various types of Kalman filters in the ionospheric radio channel for the average data transfer rate have been proposed by many researchers.

Key words: bidirectional structure, adaptive equalizer, radio channel model, Kalman algorithm.

Kudryavtseva Yu., Minaev N., Fedorov P. Method for Synthesis of Adaptive Control Algorithm Antenna Array. PP. 371–374.

Ensuring communication in a complex signal-interference environment directly depends on the availability of accurate a priori information about the direction of arrival of a useful signal. Communication lines with moving objects often lack such information about a useful signal, or contains errors. The use of quasi-optimal control algorithms for adaptive antenna arrays makes it possible to reduce the destructive effect of errors in a priori information about the direction of arrival of the useful signal and solve the problem of providing communication with the required quality.

Key words: adaptive antenna array, quasi-optimal algorithm, optimal weight vector, control vector, objective function, thermal noise dispersion, recurrent antenna array control algorithm.

Larionov A., Simonina O. Overview of Synchronization Methods in Distributed Satellite Systems. PP. 374–379.

Currently, distributed satellite systems (RSS) are becoming increasingly important. However, for high-quality work, they must meet strict requirements, primarily for accurate synchronization. In the case where synchronization signals are generated locally at each of the distributed network nodes, achieving stable coordination in absolute phase, frequency and time is a technically difficult task. In addition, satellite systems are significantly resource constrained, especially for small satellites that are expected to be an important part of future BSSs. Thus, the development of accurate, reliable and resource-saving synchronization methods is essential for the development and further advancement of distributed satellite systems. The purpose of this study is to generalize and classify the most promising synchronization methods in RSS.

Key words: satellite systems, synchronization, wireless data transmission, communication.

Likontsev A., Nev D. Ways to Increase Noise Immunity in a Satellite Channel. PP. 379–383.
Noise immunity is one of the most important characteristics of a signal. This parameter determines not only the correct reception, but also the transmission of the message. To date, no communication industry is complete without methods of signal noise immunity. The article discusses the causes of interference in satellite channels, the concept of noise immunity and its improvement through the use of various methods. To solve the problem, a satellite channel has been created in the MATLAB environment. Its main task is to test the interaction of the signal with interference and to counteract them.

Key words: noise immunity, satellite channel, MATLAB.

Likontsev A., Osipova V. On Methods for Optimizing Production Processes for Manufacturing Unique Radio Engineering. PP. 383–388.

The report discusses methods for optimizing the production processes for the manufacture of radio products. Currently, unique radio engineering systems are created in single copies or small series, which results in a long production cycle and high cost. In order to increase production volumes, improve product quality, reduce labor costs and reduce costs, various optimization methods are used, the essence of which is to increase production efficiency. The report analyzes methods for optimizing production processes, and also suggests upgrading processes in order to obtain the best results not only within the department, but also within the manufacturing company as a whole.

Key words: optimization of production processes, reduction of labor costs, increase in production efficiency.

Lyalina A. Development of a Program to Study Promising Configurations of MIMO Systems under Various Fading Conditions. PP. 388–393.

Today, the most promising way to increase the bandwidth of wireless communication system is spatial multiplexing. This paper will present the result of developing a program that allows to simulate MIMO systems of various configurations. It can be used to study the detection methods of MIMO-systems, to determine the degree of influence of fading of different kinds on the transmission, as well as to evaluate the effectiveness of the joint use of known methods of space-time coding and signal-code structures. The result of the development can be useful both from a research point of view, and in the design of the most optimal telecommunications systems.

Key words: MIMO, ZF, MMSE, ML, STC, SCC, fading.

Makogon V. Probabilistic Method for Assessing the Stability of Measuring Instruments to the Impact of External Electromagnetic Interference. PP. 394–397.

Measuring instruments must remain operational under operating conditions when exposed to electromagnetic interference generated by industrial equipment, power supply, etc. The basis of the operability confirmation system is carrying out full-scale tests for immunity to electromagnetic interference with regulated parameter values, which significantly reduces the reliability of the results due to the singleness of the tests. Recent trends are aimed at developing probabilistic methods for assessing stability with a given confidence level.

Key words: Measuring instruments, stability, probabilistic methods.

Maksimova E., Tumanova E. Research of Methods of Fixation of Human Movement for Display in a Three-Dimensional Virtual Environment. PP. 398–402.

Currently, there are many ways to determine the location of a person in space, track the movement of both individual parts of the body and facial expressions. Leaders in VR development, such as Valve with Lighthouse tracking, Oculus with Quest/Quest2 tracking devices, Rift S, Pico Neo 2, annually compete for accuracy in building a virtual world around an object. Their work is based on 5 physical principles: inertia, ultrasonic measurements, optical image projection, mechanical connections and electromagnetic field measurements. This article analyzes the main existing methods of positional tracking, which can work both in combination (hybrid systems) to compensate for each other's shortcomings, and separately to solve individual problems. The use of these systems is necessary for human interaction with the virtual environment.

Key words: positional tracking, marker, motion sensors, motion capture, virtual reality.

Malikov U. Study and Assessment of the Quality of Atmospheric air Pollution by the Method of Lichenoidication. PP. 403–406.

The purpose of the study was to analyze and evaluate the ecological method of determining harmful substances in the atmospheric air of cities - the method of lichenoidication. It was revealed that one of the important components of the ecosystem of cities - lichenoflora is very sensitive to any quantitative and qualitative air pollution. By the lichenoidication method, it is possible to identify sensitive lichen species and compile lichenoidication toxiphobicity scales for each urbanized territory and assess the quality of atmospheric air pollution of the territory.

Key words: road transport, atmospheric air, bioindication, chemical factors, emissions, pollution, lichenoidication.

Manvelova N., Chabaeva E. Environmental Monitoring of Atmospheric air Pollution by Benzopyrene at the Border of the Sanitary Protection Zone. PP. 407–411.

At present, the issue of atmospheric air pollution by polycyclic aromatic hydrocarbons (PAHs) is of increasing importance. The main measure of air pollution by polycyclic aromatic hydrocarbons (PAHs), which are subject to mandatory control, is 3,4-benz(a)pyrene, which is a carcinogen and mutagen classified as a first hazard class. Benzopyrene is easily included in the cycle of substances in nature: with atmospheric precipitation, which always contains solid particles, it enters water bodies, from where, in the process of evaporation, it rises again into the air.

Key words: benzopyrene, monitoring, laboratory research, high performance liquid chromatography.

Matiukhina T., Ryzhikova T., Sotenko S. Method of the General Parametrical Synthesis of Radio-Electronic Means on the Basis of Joint Search of Optimum Face Values and Admissions. PP. 412–415.

The way to assign parameters and determination of their values at design of difficult radio-electronic equipment relating to programs of nonlinear programming with use of heuristic methods of search of optimal solution is offered. Addition of classical approach to the solution of optimizing tasks with elements of self-training algorithm has allowed to reduce sharply labor input of search and criticality to dimension of task, to provide finding of optimum, most sustainable solution in the presence of multicriteria restrictions as on parameters of elements of the radio-electronic equipment, and for the weekend characteristics of the device in general.

Key words: nonlinear programming, parametrical synthesis, self-training algorithm, parameters of radio-electronic equipment.

Molchanov A., Fedorov S. The Process of Work of St. Petersburg Television. PP. 415–418.
Modern television has professional equipment with the ability to transmit content in high definition format. All TV channels are trying today to win their place and please the audience. With the development of the Internet, it becomes more difficult to work on TV, especially in the regions. Now in St. Petersburg there are several TV channels that produce their own unique content for St. Petersburg. We will tell about the possibilities of the TV channel "78" and its work on the air, as well as the prospects in practice in this article.

Key words: TV, telecommunication, process, practice.

Morozova E., Fedorov S. Video Stabilization Approaches. PP. 418–423.

To make a high-quality video with a hand-held camera is a very difficult task. The unwanted movements of our hands typically blur and introduce disturbing jerkiness in the recorded video. Moreover, this problem is amplified when a zoom lens or a digital zoom is used. To solve this problem many video stabilization techniques have been developed. Optical based approaches measure camera shake and control the jitter acting on lens or on the CCD/CMOS sensor. On the other hand digital video stabilization techniques make use only of information drawn from images and do not need any additional hardware tools.

Key words: image stabilization, motion vector, block approaches, functions.

Nguyen T., Tran H. Comparative Analysis of Signal Modulation Type Recognition Methods. PP. 423–428.

In the article the signal modulation type recognition methods in the interests of radio monitoring are considered. The technical features of the implementation of the methods, achievable with the current level of technology are noted. Models of simple pulsed signals, up-chirp and down-chirp signals, binary and quadrature phase-shift keyed signals are considered as signal models. A brief description of the autocorrelation method, the cyclostationary spectral analysis method, and the methods of time-frequency analysis: the short-time Fourier transform, the wavelet transform, and the time-frequency distribution are given. The advantages and disadvantages are indicated for each of the considered methods.

Key words: modulation type recognition, autocorrelation method, cyclostationary spectral analysis method, short-time Fourier transform, wavelet transform, time-frequency distribution.

Nikitin I., Fokin G. Spectral Efficiency Evaluation for System of Hybrid Beamforming. PP. 429–434.

The problem of digital beamforming in networks of the fifth and subsequent generations in the millimeter wave range is the complexity of the hardware implementation of spatial signal processing chains in multi-element transceiver antenna arrays. One approach to solving this problem is the approach of hybrid analog-digital beamforming, which maintains the high efficiency of digital beamforming and the acceptable complexity of analog beamforming. In this paper, we study the possibilities of hybrid diagram formation in terms of ensuring the spectral efficiency. A review of approaches to the formation of weight coefficients of an antenna array in hybrid beamforming is presented. The presented results of simulation modeling in the MATLAB environment in the format of calculated and plotted graphs for estimating the spectral

efficiency confirmed that hybrid diagramming with a more modest hardware and software architecture is comparable to the capabilities of digital diagramming by the spectral efficiency criterion.

Key words: 5G, hybrid beamforming, adaptive antenna arrays, Massive MIMO.

Nikitina A., Ostroumov S. PUSCH 5G NR Throughput Estimation in the MATLAB Environment. PP. 434–438.

Currently, there is an active introduction of fifth-generation mobile communication systems of the 5G NR standard. One of the main tasks of fifth generation technologies is to provide high throughput. For this, high-order modulation schemes, variable subcarrier spacing, the maximum possible frequency bands, and massive-MIMO antenna systems are used. This article describes the PUSCH 5G NR throughput estimation model in the MATLAB environment, describes the network parameters that affect it, and presents graphs of dependence on the signal-to-noise ratio.

Key words: throughput, PUSCH, MATLAB.

Polishchuk V., Khanin S. Electron Paramagnetic Resonance of Zinc Ferricyanide and its Polyethylenimine-Based Nanocomposites. PP. 439–443.

Transition metal ferricyanides are attracting increased attention due to their potential applications in many areas of high technology, such as gas storage, catalysis, the development of molecular magnets, material components of communication technology, highly selective sorbents, etc. However, in many cases in practice they are used only after immobilization in organic or inorganic matrices. For this reason, the study of changes in the physicochemical characteristics of ferricyanides during immobilization is an important and urgent task.

Key words: zinc ferricyanide, polyethyleneimine, electron paramagnetic resonance, immobilization.

Prasolov A., Roschinsky R., Fedorov A. Wi-Fi Example Radio Measurement Unit Construction Approach Research. PP. 443–448.

Radio measurements are the most important issues in planning and optimizing wireless networks of any standard, as well as their comparative tests and analysis of characteristics. The purpose of this work was to research the approach to construct a radio measurement unit using the example of the Wi-Fi standard. A brief description of the means, options and conditions of measurements, as well as their results, are presented.

Key words: radio measurements, Wi-Fi, 802.11, RSSI, ESP8266, Nodemcu.

Prasolov A., Roschinsky R., Fedorov A. Review of Subscriber Devices Software for Primary Data Collection of Cellular Networks. PP. 448–453.

Collection and analysis of the results of the primary parameters of mobile networks is an important condition for ensuring stable and quality service to subscribers. In addition to professional solutions for radio measurements, there are also publicly available software, allowing to make radio measurements on the basis of subscriber devices. In the work the review of such solutions is presented, examples of the results of their work, the analysis of applicability and their comparative characteristic.

Key words: measurements, radio communication, network, radio parameters.

Prasolov A., Svinina O. Measuring Thiele—Small Parameters using Personal Computer. PP. 454–459.

A review of electroacoustic measurement software and hardware used with personal computer for measuring Thiele—Small parameters was conducted. The circuit diagram of measurement box that allows to use class D amplifier with virtual ground for measurements is presented. Recommendations for deriving measurement box component values depending on sound card parameters are given.

Key words: electroacoustic measurements, electrodynamic loudspeaker, impedance, Thiele—Small parameters.

Prokhorov K., Rogozinsky G. On the Constructing a Timbral Space using FM Synthesis Parameters and Sound Classification. PP. 459–463.

When generating an audio signal, the timbre of a particular sound will be determined by the parameters of the sound synthesis method used. In other words, considering the timbre as a vector of N parameters, we form an N -dimensional timbral space, the dimension of which is determined by the number of its parameters. The value of this dimension may exceed or be less than the actual number of parameters used in a specific implementation of the synthesis algorithm. In this article, the measurements of the timbral space and the corresponding synthesis parameters were determined, the appropriate data were selected for further construction of the timbral space, the ranges of measurements used were determined, the timbral space was constructed.

Key words: timbral space, FM-synthesis.

Ryutin K., Ushkova I., Fokin G. Software Module for Receiving Coordinates in NMEA Format and Displaying the Location on a Digital Terrain Model in the Matlab Environment. PP. 464–469.

In this work, the procedures for receiving and displaying geographic coordinates in the special Matlab software are formalized and implemented in software. The message in NMEA format is received at the input of the Globalsat BU-353S4 global navigation satellite system receiver. The NMEA message is then parsed in Matlab to extract latitude and longitude values in the WGS-84 geocentric global coordinate system. The received values of latitude and longitude are recorded in the log file during the reception process and can be used to save and display the trajectory of the moving object to be positioned. The implemented software module is designed to compare the accuracy of estimates of coordinates obtained from the signals of public cellular radio networks and GNSS, as well as during laboratory work on the discipline "Positioning devices in wireless communications systems".

Key words: positioning, Matlab, NMEA, WGS-84, Globalsat BU-353S4.

Ryutin K., Fokin G. Procedures for Encoding Position in the WGS-84 Geocentric Global Coordinate System According to 3GPP TS 23.032 Specification. PP. 469–474.

This paper presents the experimental results of estimating the error in encoding and decoding the position in the WGS-84 geocentric global coordinate system according to the 3GPP TS 23.032 specification in standard and increased precision formats. For this, the following procedures are implemented: receiving geographic coordinates in NMEA format by the USB Globalsat BU-353S4 receiver of the global navigation satellite system; encoding and decoding of geographic coordinates according to 3GPP TS 23.032 specification in standard and enhanced precision format; estimation of the conversion error when encoding and decoding geographic

coordinates according to the 3GPP TS 23.032 specification. The research results can be used in developing technical solutions for displaying primary measurements in the form of position lines and coordinate estimates obtained as a result of secondary processing of primary measurements in a given scenario for positioning a UE user device using signals from eNB base stations on a digital model in the field.

Key words: positioning, 3GPP TS 23.032, WGS-84 global coordinate system.

Savelieva A. Elezbiev A. Comprehensive Measurement of Parameters and Comparison of the Operation of Digital Transmitters of Imported and Domestic Production. PP. 474–478.

The issue of import substitution in the Russian Federation is one of the most pressing industrial aspects due to the current sanctions situation and the refusal of foreign manufacturers to supply both equipment and spare parts for it. This situation concerns many industries, including such an important area as telecommunications (television). This article discusses the option of replacing an imported DVB-T2 broadcast transmitter with a domestic one, as well as measuring parameters, and a brief comparison of equipment.

Key words: television broadcasting, import substitution, transmitter.

Simonina O. Timofeev V. Organization of Radio Channel for Long-Distance Communication to UAV. PP. 478–483.

UAVs are relevant at this moment. They are in demand in the military sphere, geodesy in delivery. It is very important to organize a stable and secure long-distance communication channel with UAV. There are many problems related to attenuation, weather conditions, flight altitude, the choice of modulation that must be taken into account when organizing communication, this article describes steps that will help with minimizing of this factors.

Key words: UAV, radio channel, modulation, attenuation, bandwidth.

Simonina O., Fazylov D. Simulation of Wi-Fi Networks in the SEAMCAT. PP. 484–488.

The report presents the results of simulation of the electromagnetic environment in high-density Wi-Fi networks. The simulation was carried out in SEAMCAT. Huawei AirEngine 8760-X1-PRO and Huawei AirEngine 5760-10 access points, D-Link DWA-582 and D-Link DWA-172 receiving adapters were selected for simulation. Antenna radiation patterns are plotted for the selected equipment, radio system parameters are set, and the location in space is determined. Because of the simulation, an assessment of the electromagnetic situation was carried out, it was calculated that when operating on adjacent channels 1 and 2, the antenna spacing of access points should be at least 30 m.

Keywords: electromagnetic compatibility, Wi-Fi, SEAMCAT.

Simonina O., Yandiev A. UAVs. Organization and Conduct of Electronic Warfare. PP. 489–492.

This article provides an overview of the types of unmanned aerial vehicles (UAVs) used. The classification of interference in communication channels with UAVs is presented, and methods for increasing the security and interference resistance of the communication channel of unmanned aerial vehicles are discussed. Additionally, the article discusses the organization and conduct of electronic warfare (EW) and electronic protection, as well as their objects. As examples, some EW complexes in service with Russia are considered.

Keywords: UAVs, EW, radio interference.

Sozinova M. Evaluation of Conditions for Application of a Structural Image Recognition Algorithm. PP. 492–497.

Recognition algorithms based on structural image analysis are an effective recognition method for images obtained under various shooting conditions. This article discusses the application options of the structural recognition algorithm for various classes of images. The results of evaluating the efficiency of the algorithm under various conditions of its application are presented.

Key words: structural recognition algorithm, IR image recognition, TV image recognition.

Sushko Y., Fedorov S. Comparative Analysis of Monitoring Systems of Parameters of Broadcasting Equipment. PP. 498–503.

This article presents a comparison of several systems of remote control, such as SDK-5, Zabbix, DataMiner, MultiScreen. The basic capabilities of these monitoring systems are described. The parameters that can monitor the introduced remote control systems are presented. The features of each system and their comparison are indicated. The principles of connection and operation of the introduced monitoring systems are described.

Key words: monitoring system, SDK-5, Zabbix, DataMiner, MultiScreen, remote access.

Tairov Kh., Fokin G. LTE Network Positioning Technology. Combination of Range and Bearing Measurements. PP. 503–508.

This paper discusses technical solutions for combining range and bearing measurements in the technology of network positioning of user devices using the infrastructure of base stations according to the LTE standard. Methods for cell ID, enhanced cell ID, time advance, angle of arrival, and received signal strength are presented. The positioning error was estimated by measuring the power of the received signal in the first approximation. A variant of combining lead time and signal arrival angle is illustrated.

Key words: positioning, LTE standard, radio interface.

Tairov Kh., Fokin G. LTE Network Positioning Technology. Analysis of Radio Interface Capabilities for Bearing Measurement. PP. 508–513.

This paper presents an analysis of the features of the construction and operation of technologies of the physical layer of the LTE standard, which can be used in solving problems of network positioning of user devices using the infrastructure of base stations in the absence of reliable reception of signals from global navigation satellite systems. In particular, the technical possibilities of collecting goniometric measurements from reference sounding signals in the "up" channel, as well as the use of models and methods of diagram formation at base stations to determine the direction of signal arrival from the user device, are considered.

Key words: positioning, LTE standard, radio interface.

Tenigin A. Development of Functionality for Recognition of Custom Objects on Moving Pictures. PP. 514–517.

Standard objects recognition and tracing systems work with preloaded type of objects. They happen to be set to recognize people, faces, vehicles or its license plates, and many more. This article is dedicated to describe the objects recognition software, designed to let its user train this software to recognize the types of objects he needs, while having no special training for this, and also without the need to involve personnel servicing that software.

Key words: objects recognition, moving pictures, computer vision.

Timchenko V., Urokov A., Chernov I. Development of a Verification Model for a FIFO Design. PP. 518–523.

Modern verification methods allow for a higher degree of coverage collection when testing a design while leading verification methodologies add to modularity and reusability of a test. UVM can be applied to all sorts of different designs, FIFO for example. FIFO FPGA designs are primarily used for buffering data and organization purposes. This study shows a development of verification model using UVM for a FIFO design.

Key words: UVM, FPGA, ASIC, verification, FIFO

Tipikin A. The Method for Consideration of the Underlying Surface Parameters in the Wave Hop Model of the Very Low Frequency Radio Waves Propagation. PP. 523–527.

Prediction of the radio tracks energy parameters is necessary for planning the operation of radio networks in the very low frequency band. The propagation of radio waves is sufficiently influenced by the parameters of the underlying surface. There are sufficiently detailed maps of the conductivity and permittivity of the Earth's surface to consider the influence of electrical characteristics on the propagation of radio waves. The research of a method for consideration these characteristics makes it possible to increase the accuracy of the radio tracks energy parameters prediction.

Key words: radio waves propagation, wave hop model, underlying surface, very low frequency.

Tuchkevich A., Fyodorov S. Object Detection Methods in Video Content Processing Systems. PP. 528–532.

The material considers object detection methods and their practical application in various video content processing systems. Based on the existing large number of methods and approaches to solve this problem, which have corresponding criteria and requirements, the study and analysis of both the methods themselves and the possibility of their application depending on the field is conducted. The focus is on the differences between the methods, the potential detection accuracy, and the validity of their application in systems operating in real time.

Key words: object detection, computer vision, neural networks, machine learning, CNN.

Fisechko N., Chernov I. Development of a Fire Detection Algorithm using a Black and white Optoelectronic System. PP. 533–536.

Optoelectronic systems are designed to convert an optical image into an electrical signal. The main units that convert information of optical nature into electronic information are video cameras, namely, television, thermal and infrared cameras. Traditional methods of fire detection are based on thermal sensors, or aspiration sensors for chemical analysis of air samples, or using color cameras. The use of such sensors in rooms with increased background radiation is complicated by operating conditions and does not always provide information about the exact location of the emergency situation detection.

Key words: optoelectronic systems, fire, camera, algorithm.

Fokin G. Model of IEEE 802.11az Network Positioning Technology with Decimeter Accuracy. PP. 537–542.

The presented model implements the procedures for transmitting, receiving and preprocessing packets of the IEEE 802.11az standard with their subsequent secondary processing to build circles on a plane relative to reference access points with a known location in order to position estimation of a wireless LAN device with decimeter accuracy. The model is intended for quantitative and qualitative assessment of the positioning accuracy of IEEE 802.11az standard devices based on the results of packet exchange between the device and reference access points with a known location, depending on the propagation conditions of radio waves in an environment with multipath components for the wireless local area networks operation scenario.

Key words: wireless LANs, positioning, IEEE 802.11az standard.

Fokin G. Achieving Decimeter Positioning Accuracy in Heterogeneous NR-Wi-Fi Networks. PP. 542–547.

Achieving decimeter positioning accuracy of devices in heterogeneous NR-Wi-Fi networks in the absence of signals from global navigation satellite systems can be achieved by using a two-layer network architecture. At the first level, in a macro cell, served by an NR standard gNB base station, device positioning is performed using NR standard PRS positioning reference signals with meter accuracy. This allows to determine the location to the nearest wireless LAN and determine whether the device belongs to the service area of a Wi-Fi access point. At the second level, in a microcell, served by a Wi-Fi access point, device positioning using special signals of the IEEE 802.11az standard makes it possible to achieve decimeter accuracy.

Key words: two-layer architecture, heterogeneous NR-Wi-Fi networks, positioning.

THEORETICAL FOUNDATIONS OF RADIO ELECTRONICS AND COMMUNICATION SYSTEMS

Avdyakov V., Buhinnik A., Cherbaty P. Features of the development of analog-to-digital converters based on delta modulation. PP. 548–554.

Currently, analog-to-digital converters (ADCs) are widely and universally used in various electronic devices. The features of the development of analog-to-digital converters based on delta modulation are considered, taking into account changes in the parameters of the quantization step, the features of signal recovery based on digital filters.

Key words: delta modulation, ADC, digital filter, compression.

Alimov. V., Busnyk A., Kuzenov S., Livshits A., Peredistov E. Evaluation of the High Performance of Membranes from Metals of the 5 Groups When Working with Carbon Monoxide-Containing Gases. PP. 555–560.

Membranes from metal 5 group are a promising alternative to palladium membranes for producing ultrapure H₂ due to their significantly higher productivity and lower cost. However, at working with gas mixtures from the conversion of hydrocarbon fuels, that contain reactive

of carbon monoxide, the performance of membranes from metals of Group can be sharply reduced. The paper presents an assessment of the performance degradation of membranes made of Group 5 metals when working with carbon monoxide-containing gases.

Key words: hydrogen energy, hydrogen transport through multilayers metal membranes, langmuir absorption model.

Андреева Т. А. Экспериментальное исследование логарифмической амплитудно-фазовой частотной характеристики звуковых волн, распространяющихся в случайных средах. С. 561–564.

В лабораторных условиях проведены измерения амплитуды и фазы звуковых волн. Эти характеристики замерялись для различных длин пути распространения звуковых волн, меняющейся интенсивности турбулентных флуктуаций, интегральной шкалы флуктуаций, создаваемых в аэродинамической трубе с помощью сетки, помещенной на входе в канал. Экспериментальные значения параметров в виде отношения дисперсий частоты и логарифмической амплитуды звуковых волн сравниваются с численными и теоретическими значениями, известными из литературы.

Ключевые слова: распространение звуковых волн в случайных средах, дисперсия времени распространения звуковых волн, логарифмическая амплитудно-фазовая частотная характеристика, статистическая радиофизика.

Baranova D., Nikitin Yu., Taran F., Yurova V. Implementation of Fractional Division in Divisors with a Fractional-Variable Division Coefficient. PP. 564–569.

The application of finite automata based on a divisor with a fractional-variable division coefficient (FVDC) is considered in active digital frequency synthesis systems. An example of a possible option for constructing a pulse absorber in a FVDC is given, which allows to realize the maximum speed of the selected element base of the automaton.

Key words: electronics, transistor-transistor logic, finite state machine, accumulating adder, pulse counter, divider with fractional-variable division coefficient, trigger.

Brusin E. Window Functions in Direct Spread Spectrum Signal Parameters Estimation Problems. PP. 569–573.

The article is dedicated to direct spread spectrum signals parameters estimation. The estimation is the carrier frequency and signal's delay estimation. The approach based on fast Fourier transform and window function is proposed for this problem decision. The proposed algorithm implementation paper discusses. The results of the evaluation efficiency analysis are presented.

Key words: direct spread spectrum signals, window functions, fast Fourier transform.

Vasyatkin M., Landa A., Sedyshev E. Synthesis of a Microwave Filter on a Cylindrical Surface. PP. 574–578.

The paper considers the synthesis of a microwave filter on a cylindrical surface, presents its design, possible versions, and some features of the use of connected lines. A review of previous variants of structures of frequency selection devices on a cylindrical surface is carried out. In the RFSimm application package, computer modeling of the proposed structure was carried out, the layout of the device and the results of the experiments were presented. Conclusions are drawn about the specifics of using connected curved profile lines (on a curved surface).

Key words: Microwave, microwave frequency selection device, cylindrical surface, connected lines, volumetric ring resonator.

Vahrameeva V., Sedyshev E. Engineering Methodology for Evaluating the Accuracy of the Synthesis of Strip Lines using a Vector Analyzer. PP. 578–582.

The work is devoted to an engineering technique for calculating the wave resistance of microwave strip lines and evaluating the accuracy of the synthesis of strip lines using a Nano-VNA vector analyzer on the STM32F103C8T6 processor. The paper demonstrates the capabilities of a budget vector analyzer, which allows you to obtain the dependence of the nominal wave resistance on the frequency.

Key words: method, wave resistance, accuracy, vector analyzer.

Vinogradov S., Peredistov E. Electromagnetic Mass Accelerator. PP. 583–586.

A device assembled on the basis of the phenomenon of electromagnetism and the appearance of a buoyant force in an inductor is described. The resulting device is a type of electromagnetic mass accelerator. Theoretical calculations are considered and analyzed, the efficiency limit is identified, applicability limitations are indicated, and the transition to practical implementation and demonstration is carried out.

Key words: magnetic field, mass accelerator, Gauss gun.

Vladyko A., Plotnikov P., Suravtsev R. Analysis of Optimization Algorithms for V2X Systems. PP. 587–592.

A comparative analysis of modern approaches to solving problems of optimal location and infrastructural organization of elements of V2X systems has been carried out. Optimization algorithms are considered for solving problems of minimizing delays in computing, reducing the number of infrastructure elements in order to minimize costs and increase the efficiency of the solution. Algorithms are evaluated according to the following parameters: efficiency, speed and scope.

Key words: V2X-systems, VANET optimization, optimization algorithms.

Vladyko A., Plotnikov P., Tambovtsev G. Analysis of Numerical Simulation Method of Edge Devices Interaction in VANET. PP. 592–596.

In recent years, Vehicular Ad-hoc Networks (VANETs) have become increasingly widespread. Many approaches to their creation, development and assessment of work efficiency are being developed. The article considers one of the models of the VANET, designed for numerical modeling and analysis of the efficiency of interaction of elements (computing devices of vehicles, roadside units) of a dynamic system. Analysis of numerical simulation method of edge devices interaction was carried out in order to optimize the operation of the transport network.

Key words: numerical simulation, VANET, clustering techniques, V2X-systems.

Glukhov N., Kurbatov D., Sedyshev E. Study of the Possibility of using a Tunnel Diode as an Active Element of Phased Array. PP. 596–601.

Active phased array antennas have significant disadvantages: high cost due to using the large number of semiconductor elements and, consequently, relatively large dimensions of the receiver-transmitter module due to the separation of the receiving and transmitting paths. In this

article, the possibility of using a tunnel diode as an active element of a phased array of the microwave range for processing a useful signal is studied.

Key words: microwave, phased array, microstrip line, patch antenna, tunnel diode, radiation pattern.

Golovin A., Smirnov V., Filin V. Simulation the Processes of Generation of Powerful VLF Current Radio Pulses in an Antenna Based on a Multi-Cell Structure of Resonant Inverters. PP. 601–604.

The use of a multi-cell structure of transistor resonant voltage fed inverters (Hardy structure) for constructing a module of a powerful VLF radio navigation transmitter is substantiated. The optimal number of bridge cells is estimated based on the given power of the transmitter module and the technical characteristics of the transistor switches used. The issues of constructing algorithms for digital control of cells, which make it possible to minimize the levels of odd harmonics of voltage step function at the input of the antenna circuit, are discussed. The spectra of step voltage function for various control options are investigated.

Key words: multi-cell structure of resonant inverters, the spectra of step voltage function.

Golovin A., Filin V. Problems of Construction of Power Stages of VLF Transistors Radio Transmitters. PP. 604–607.

The circuit solutions and shortcomings of the existing radio transmitters of ground stations for long-range navigation in the VLF range are analyzed. The tasks of in-depth modernization of the output stages associated with the replacement of vacuum tube power amplifiers with highly efficient transistor switching mode amplifiers are formulated. A comparison is made of various topologies of switching mode amplifiers.

Key words: equivalent circuit of the output stage, oscillatory system, transistor switching mode power amplifier.

Denisov A. A Method of Finding the Average Number of Exceeding a Given Level by a Stationary Gaussian Process Based on its Canonical Decomposition. PP. 607–611.

A method of solving the problem on the average number of exceeding a given level by a stationary Gaussian process is considered. The proposed method is an alternative to the known strict conclusion of the formula obtained by E.V. Bulinskaya in terms of autocorrelation function. The alternative method simultaneously relies on the expression for the probability density functional and on the Karunen-Loev decomposition of the Gaussian narrowband process.

Key words: the average number of exceeding the level; canonical decomposition; probability density functionality.

Denisov A. Identification of System Factor in Communication Network Operation. PP. 611–616.

Options for solving the statistical problem of testing the hypothesis of the presence of a system factor leading to weakly noticeable violations in the operation of some subsystems of the communication network are discussed, provided that the mathematical expectation of a random Poisson value is not known, which sets the average number of violations in the operation of each subsystem under study over a certain period of time. The system factor, which leads

to disturbances in the operation of the communication network subsystem against the background of random factors, can be identified from the data of only one implementation of a random variable based on the algorithm of O. V. Shestakov.

Key words: identification of the system factor, sensor communication networks, de Moivre-Laplace theorem.

Derzhavin M., Sedyshev E. Study of the Effect of the Geometry of Dielectric Rods on the VSWR of Headlights of a Satellite Communication System. PP. 616–620.

The paper considers a phased antenna array on dielectric rods with coaxial supply of emitters (a special case of 2 rods). A study of the ratio of the lengths of the emitters to the value of VSWR in the range of 8-16 GHz is being carried out. The possibility of excitation of PAR elements through a rectangular waveguide is shown. The results of measurements are presented and conclusions are drawn about the influence of the length of the rods on the quality of the PAR radiation and the radiation pattern.

Key words: microwave, dielectric antenna, satellite communication.

Dmitrikov V., Shushpanov D. Core Size Capacity in the Equivalent Circuit of an Inductor. PP. 620–625.

Inductors wound on cores with high magnetic permeability (tens to hundreds of thousands) make it possible to realize large inductance with smaller dimensions. But the greater the value of the inductance, the more the influence of even the smallest “stray” capacitance (pF unit) of the inductor affects. Based on the measurements of the module and the phase of the impedance of the inductor on a nanocrystalline core, an attempt was made to explain from a physical point of view the cause of the occurrence of a high-frequency “stray” capacitance determined by the core in the inductor equivalent circuit.

Key words: inductor, impedance, equivalent circuit, nanocrystalline core, “stray” capacitance.

Dmitrikov V., Shushpanov D. Incorrect Use of the Transmission Line in the Equivalent Circuit of an Inductor. PP. 625–630.

Based on the experimental measurements of the module and the phase of the inductor impedance (with a different number of turns and different winding methods) and on the basis of previous works on this topic, the incorrectness of using a transmission line in the inductor equivalent circuit is shown from the point of view of the physical processes occurring in the inductor.

Key words: inductor, impedance, equivalent circuit, nanocrystalline core, transmission line.

Ivanishcheva E., Sedyshev E. Synthesis of a Frequency-Dependent Signal Divider on Coupled Irregular Lines in Integral Design. PP. 630–635.

The paper considers the synthesis of a frequency-dependent signal divider on coupled irregular lines, based on the properties of distributed capacitances on microstrip lines. The proposed design is based on distributed capacitance, which combines the properties of conventional capacitance and coupled lines.

The difference from traditional directional tap (on coupled lines) is that the decoupled ends (idle, no-load) of the paired elements have a very high wave resistance. An equivalent circuit of the device has been proposed, a computer model has been created, prototypes of the device have been made, and numerous experiments have been carried out.

Key words: microwave, frequency division, distributed capacitance, coupled lines, directional tap.

Issa A., Ishimov A., Savishchenko N. Mathematical Model of Generalized κ - μ Fading for Wireless Communication Channels. PP. 636–641.

This article describes generalized κ - μ fading (generalized κ - μ fading with shading). This fading distribution is a natural generalization of the κ - μ fading channel that includes a shadowing effect characterized by the fact that the individual physical components describing the fading are random variables. This fading distribution has a clear physical interpretation and good analytical properties and combines the best known classical fading. The main statistical characteristics of the generalized κ - μ distribution are obtained in analytical form.

Key words: generalized fading κ - μ ; κ - μ distributions; κ - μ fading; one-sided normal distribution; Rayleigh distribution; distribution of Nakagami- m ; Rice distribution.

Knyazev S. Diffraction on Superstructural Surfaces in Kinematic Approximation. PP. 641–650.

In a kinematic approximation, the scattering of electron waves on sub nanolayers objects is described. For one, two and five-layer structures of cubic syngonia, the angular positions of the diffraction maxima, their intensity and its dependence on the electron wavelength are determined. Particular attention is paid to the interference effects of interlayer scattering. The obtained results will be used further in the analysis of calculations of diffraction patterns from superstructures on the surface of monocrystalline solids.

Key words: kinematics, diffraction, electron waves, sub- nano layers.

Knyazev S. Diffraction on Superstructural Surfaces in Kinematic Approximation. Superstructures. PP. 650–656.

On the basis of the previous material, where, in a kinematic approximation, the scattering of electron waves into one, two and five-layer primitive and BCC structures was considered in sufficient detail, we are talking, in this case, about the diffraction of electrons on objects containing superstructures of the type p (2×2), $c2 \times 2$), p (2×1) and incommensurable structures on the surface.

Key words: kinematics, diffraction, superstructures.

Kubalova A. Design of a Microwave Hairpin Filter by the Coupled Lines Method. PP. 656–661.

An algorithm for the method of designing the microwave narrow-band hairpin filters by the coupled lines method is proposed. A numerical example of calculating a microwave hairpin filter with the Chebyshev approximation is considered. A full-wave model of electromagnetic modeling of a hairpin filter and simulation results are presented.

Key words: low-pass prototype filter, microwave filter, coupled lines, band-pass filter, hairpin filter, narrow-band filter, inverter.

Kubalova A.R Calculation of the Microwave Broadband Zolotarev Filter. PP. 662–666.

A method of microwave elliptical filters synthesis is presented. A scheme for the synthesis of microwave two-terminal networks with a given impedance in a wide frequency band is proposed,

based on the properties of a two-wire line. The electrical and structural calculations of the above filter are given. A numerical example of calculating a microwave elliptical filter is considered. The calculation results are compared with the experiment.

Key words: elliptical filter, microwave filter, broadband filter, impedance, two-wire line.

Kuzenov S. Thermal Stability of the Catalytic Pd Coating on V-Pd Membranes under Operating Conditions of Hydrogen Permeation Membranes. PP. 666–672.

The membranes of vanadium alloys will expand the market of membrane technologies for the production of ultrapure hydrogen, because vanadium membranes are more productive and less expensive alternative to the membranes of palladium alloys. However, the operation of vanadium membranes has temperature limitations due on the one hand to the high solubility of hydrogen, on the other to the thermal degradation of the catalytic coating.

Key words: the membranes of vanadium, thermal degradation of catalytic coatings, interdiffusion in the Pd-V system.

Maraeva E. Application of Hydroxyapatite and its Coatings in Electronics Devices. PP. 672–675.

Traditionally, hydroxyapatite is a material used in regenerative medicine and tissue engineering. However, recently there have been trends of its use in other areas: for example, anticorrosion coatings based on it are of decisive importance for the practical application of magnesium alloys, which are used to reduce the weight of vehicles, aircraft, and electronics cases. The paper presents a brief overview of the prospects for the use of hydroxyapatite in electronics and radio electronics devices at the present time.

Key words: hydroxyapatite, electronic devices.

Mogilatov A., Sedyshev E. Switching Device for the Bearing of the Microwave Range. 676–680.

The article discusses the main problems of synthesis of switching devices. Variants of switches for the direction-finding device of the microwave range are proposed and their layouts are created. A comparative analysis, based on the experience, of the layouts of the proposed switches is given.

Key words: microwave switch, pin-diode, tunnel diode, direction finder.

Nikitin Yu. Analytical Description of Oscillations Generated at Output of Frequency Synthesizers. PP. 680–685.

A variant of analytical description of oscillations at the output of a digital frequency synthesizer based on Hilbert transformation and Allan variations is considered, which makes it possible to exclude uncertainty when describing real harmonic oscillation and assess its instability. Consideration does not impose restrictions on the type of synthesizer.

Key words: digital frequency synthesis, controlled oscillator, Hilbert transform, Allan variations.

Nikitin Yu. State Machine in Frequency Synthesis. PP. 685–689.

Application of finite automata in digital and digital-to-analog frequency synthesis systems is considered. Possible versions of construction of optimal spacecraft on the basis of accumulating adder and divider with fractional alternating division coefficient are considered.

Key words: state machine, accumulating adder, pulse counter, divider with fractional-variable division coefficient, functional phase-pulse modulation.

Pavlov B., Urvantsev V., Urvantseva N. The Magnus Effect and Green Technologies. PP. 689–695.

The proposed work compares the mechanisms of the occurrence of lift acting on the wing, and the force, force resulting from the Magnus effect. The authors' assessment allows us to hope for the possibility of creating environmentally friendly, compact and energy-saving vertical take-off aircraft for use in urban and other cramped conditions.

Key words: Magnus effect, compact, an energy-saving, vertical aircraft.

Pestereva A., Yurova V. Investigation of the Dispersion Interaction of Hydrogen Atoms with Single-Walled Graphene Nanotubes. PP. 696–700.

In modern electronics, graphene is of great interest in the transition to nanoscale structures, due to its special properties. The development in the direction of hydrogen energy poses new challenges for the study of phenomena occurring during the interaction of graphene of various designs with various atoms and molecules, including hydrogen. Taking into account the complexity of the implementation of experimental work in this direction, it is important to study mathematical models that can adequately describe the physical processes occurring on the surface and in the volume of graphene, analysis of the main characteristics depending on the structural, technological and electrophysical parameters of interacting elements. The article presents the results of calculating the energy and strength of the dispersion interaction between hydrogen atoms and molecules with single-walled carbon nanotubes for the case of cylindrical geometry and their analysis.

Key words: dispersion interaction; carbon nanotubes; hydrogen energy, nanoscale systems, electronics.

Sergeev A., Shamsiev B. Calculation of Remote Power Supply Parameters for the Pumping Laser of a Linear Optical Amplifier on an Impurity Fiber. PP. 701–705.

Due to the increase in transmission distances in the optical range, it becomes necessary to install optical amplifiers on the track. For the normal operation of such devices, electrical energy must be supplied to them. To do this, you can use cables with copper cores embedded in the structure. The article provides a calculation of the lengths of remote power supply taking into account the different distance between optical amplifiers, which is determined from the attenuation coefficient associated with the wavelength of optical radiation of transmission systems.

Key Words: remote power supply, pump laser, optical amplifier.

Sergeev V. Evaluation of the Stability of the LC Filter Characteristics. PP. 705–710.

It is shown that for reactive low-pass filters, the maximum (in the working area) change in attenuation due to the instability of the element parameters corresponds to the boundary frequency of the bandwidth and is estimated using the nominal attenuation function. The method

of compensation of these changes by reducing the working area compared to the filter bandwidth is justified.

Key words: reactive filter, deviations of element parameters, instability of functions.

Shushpanov D. Incorrect Modeling Results of Diode Switch Mode in SPICE Programs. PP. 710–714.

The main element in any switch circuit is a semiconductor diode. It is used as a separate rectifier element, and is an integral part of almost every power transistor. Therefore, for the correct calculation of the impulse voltage converter (losses, efficiency, ripples), it is necessary to correctly calculate the currents and voltages when switching the diode. The discrepancies between the results of modeling and the experimental layout of the simplest uncontrolled switch using various types of diodes are considered.

Key words: diode, equivalent circuit, diode reverse recovery time, diode capacitance.

SPECIAL-PURPOSE COMMUNICATION NETWORKS

Akhundov R., Ibrahimov B., Isaev Y., Hasanov A. Analysis of the Indicators Noise Immunity Fiber-Optical Communication Lines in Communication Systems for Special Purpose. PP. 715–718.

Methods for improving the noise immunity fiber-optic communication lines in special-purpose communication systems using WDM wavelength multiplexing technology are analyzed.

The optical signal to - noise ratio OSNR at the output of the transmission line, the modulation format, the signal transmission rate over the communication channels, the sensitivity of the receiver, the error rate and the Q-factor were studied. Important analytical expressions are obtained that evaluate the noise immunity characteristics optical signal reception, taking into account the spectral and energy parameters fiber-optic communication lines in special-purpose communication systems.

Key words: noise immunity, demodulator, bit error probability, WDM, unintentional interference, optical signal-to-noise ratio, spectral efficiency.

Biryukov M., Nikolaev V., Renskov D., Saenko I. Conceptual Model of a Common Information Space for Special Purposes. PP. 719–723.

The network structure of the unified information space and its components underlying the construction of the conceptual model are described. This model with the described architecture can be considered as a queuing system. A scheme is described that simulates the network structure presented above and the process of gaining access to information resources of a single information space.

Key words: common information space, conceptual model, information resources, optimization of resource allocation.

Buharin A., Ishimov A., Kuzin P., Oberderfer V., Tarasov A. Implementation of Signal Processing Algorithms in a Military Communications Network. PP. 734–730.

The article deals with the problems of signal quality in communication systems and multi-priority network traffic in multi-service military communication networks. The volume of information transmitted by military authorities is constantly increasing. At the same time, information has different requirements, both in terms of timeliness, reliability of delivery, and quality of its processing. Under conditions of enemy impact, the communication system's ability to process transmitted traffic often decreases, which calls for mechanisms to ensure the maintenance of the required quality of service for subscribers. A method is proposed that will increase the number of traffic groups transmitted with assured quality of service and increased use of switching node resources.

Key words: multiservice network, different priority traffic, queuing algorithms, infocommunication technologies.

Butsev S., Gorai I., Zhuravlev D., Kalaytanova E. Assessment of the Survivability of an Adaptive Communication Network. PP. 730–735.

The paper evaluates the survivability of communication directions in adaptive communication networks, which have a set of characteristics that allow them to be used in the construction of special-purpose communication networks. Calculations show that even with the probability of survival of network elements equal to 0.7, the average probability of survival of the communication direction is not lower than 0.7.

Key words: adaptive communication network, node, edge, independent route, survivability.

Vasiliev D., Gordiychuk R., Drobyaskin D., Kormachev D., Nozdrin D. Analysis of Network Operating Systems for Managing Network Infrastructure and Data Flows in Software-Configurable Networks. PP. 735–740.

Network operating systems used in software-configurable networks are considered, an analysis is carried out on the purpose of creating the OS, on general characteristics, comparison of projects for development and support by the manufacturer, classification of network operating systems according to the programming language used, classification of network operating systems according to the version of the supported OpenFlow protocol.

Key words: telecommunication protocols, software-configurable networks.

Gordiychuk R., Grigorchuk A., Kormachev D., Kuranda A., Nozdrin D. Analysis of the Existing Network Architecture of Multiservice Networks and the New Network Architecture of Software-Configurable Networks. PP. 741–746.

The existing network architecture of the integrated automated digital communication system of the Armed Forces of the Russian Federation and protocols of software-configurable networks that can replace the standard protocols are considered. Namely, the concept of IMS, which can be interpreted as the concept of creating a single, unified, highly reliable network; the concept of SDN, which involves a new approach to the organization of network interaction.

Key words: telecommunication protocols, software-configurable networks.

Grigorchuk A., Kormachev D., Nozdrin D., Sagdeev A., Semin A. Using Virtual Networks in Data Centers. PP. 746–750.

The technologies of organization of logical networks in data processing centers are considered. VXLAN, NVGRE, and STT technologies are compared. The level of representation of logical

networks, the level of management, and the encapsulation procedure are selected as criteria for comparing technologies.

Key words: data center, virtual networks.

Grigorchuk A., Kormachev D., Nozdrin D., Samarkin D., Semin A. Network Virtualization VPN and VLAN. PP. 751–753.

Network virtualization technologies are considered, due to the use of external and internal network virtualization technologies that allow dividing physical networks into logical networks. VPN and VLAN technologies, their advantages and disadvantages, protocols used to implement these technologies.

Key words: virtual networks, VPN, VLAN.

Grigorchuk A., Kormachev D., Nozdrin D., Samarkin D., Sukachev V. Analysis of Protocols and Algorithms of Functioning of Software-Configurable Networks. PP. 753–757.

One of the most promising technologies for implementing software-configurable networks, namely OpenFlow, its main components and their purpose, is considered.

Key words: OpenFlow, software-configurable networks.

Dobrovolsky S., Malinin O., Sagdeev A., Samarkin D. Assessment of the Sensitivity of the Military Information and Telecommunication Network Model. PP. 757–761.

Directly one of the final stages of the development of ITCS VN models is the stages of verification, quality assessment and calculation of the costs of allocated resources for development. ITCS VN models must meet certain criteria of these stages. The objective properties of the model, such as adequacy, stability and sensitivity, are considered, the objective properties of the model are evaluated based on mathematical statistics methods.

Key words: Verification, evaluation of the quality and costs of the allocated resources for the development of the model.

Dryamov A., Mezhuev A., Ponomarev N., Sturov D. Evaluation of the Functioning of Digital Communication Networks Based on the Parameter area of Information Efficiency. PP. 762–765.

The article reveals the evaluation of digital networks of communication assessment issues using a generalized indicator of information efficiency - the coefficient of useful use of the network's capabilities for transmitting and storing information and bandwidth by input traffic. As a result, a new measure – area of information efficiency is used to evaluate network operation.

Key words: digital network of communication, information efficiency, beneficial use coefficient, bandwidth by input traffic, area of information efficiency.

Znobishchev R., Mezhuev A., Podborceev A., Sturov D. Application of 3D-Models for Improvement of Quality of Educational Process on Technical Disciplines. PP. 766–771.

The article is devoted consideration of questions of working out of the automated training system with application of 3D-models of radio receivers of military technology of communication and VR-technology elements, and also to research of efficiency of its use in educational process of military high school.

Key words: the automated training system, 3D-models, radio intakes, electronic educational resources, VR-technologies, pedagogical experiment.

Zubakin V., Nazarov D., Sazonov V., Salnikov A. Features of Information and Technical Interaction of Elements of Communication Networks and Special Purpose Data Transmission. PP. 771–774.

The article analyzes the information and technical impact of elements of communication networks and data transmission for special purposes. The stack of protocols of a fragment of the unified automated communication system is analyzed. Possible methods of conjugation – translation, multiplexing and encapsulation are highlighted. The problems of interfacing different protocol stacks are outlined.

Key words: elements of communication and data transmission networks, telecommunication technologies and protocols, interfacing, ethernet, volume of transmitted data, routing.

Ilna O., Kupchinenko O., Skoropad A. Configuration of Network Connections in Operating Systems of Special Purpose. PP. 774–779.

The analysis of the various ways to configure network connections in operating systems of special purpose Astra Linux SE was done. Advantages and disadvantages of each method are analyzed. The issues of network administration in operating systems of special purpose Astra Linux SE are considered.

Key words: operating system of a special purpose, information security, network interface, network service, package, network adapter.

Kichko Ya., Titov V., Chudnov A. Conceptual Formulation of the Problem of Synthesis of the Routing Algorithm in the Data Transmission Network of a Group of Unmanned Aerial Vehicles. PP. 779–785.

Managing a group of robots or unmanned aerial vehicles requires solving a large number of tasks related to ensuring the interaction of objects with each other, information exchange. It is possible to increase the timeliness of data transmission in the packet radio network of a group of unmanned objects by developing a new routing algorithm. The paper describes the conceptual formulation of the problem of synthesizing a routing algorithm for a data transmission network of a group of unmanned aerial vehicles, describes in detail the aspects of the system that need to be paid special attention to when solving this problem.

Key words: data transmission network, routing algorithm, group of unmanned aerial vehicles, game theory.

Kozyrev V., Lashin U., Novak A. Methods of Teaching the Discipline "MILITARY-Political Work in the Armed Forces of the Russian Federation" According to the Program of Military Training of Reserve Officers at the Military Training Center at SPbSUT. PP. 785–789.

Since 2021, a new discipline "Military-political work in the Armed Forces of the Russian Federation" has been introduced at the Military Training Center at the St. Petersburg State University of Telecommunications named after Prof. M.A. Bonch-Bruевич, which aims to teach students knowledge of the basics of state and military construction, the military-political situation, the purpose of the Armed Forces to repel threats to national security, security, national history, traditions of the army and navy, military psychology and pedagogy, norms of morality

and military ethics, legislation of the Russian Federation and norms of international humanitarian law. The methodology of teaching the discipline "Military-political work in the Armed Forces of the Russian Federation" in the Military Training Center will be described in this article.

Key words: military training, Military training center, methodology, preparation, lesson.

Kormachev D., Nozdrin D., Sagdeev A., Samarkin D. Calculation of the Potential Accuracy of Estimating the Delay in Receiving Navigation Signals with BPSK(N) Modulation. PP. 789–793.

An example of calculating the potential accuracy of estimating the delay in receiving navigation signals depending on the modulation index is given. It is shown that with an increase in the modulation index, an increase in the accuracy of estimating the delay in receiving navigation BPSK(n) signals is observed.

Key words: navigation signals, global navigation satellite systems, BPSK(N) modulation.

Kormachev D., Nozdrin D., Sagdeev A., Samarkin D. Methodology for Analyzing the Potential Accuracy of Estimating the Delay in Receiving Navigation Signals of a Global Navigation Satellite System. PP. 793–798.

The issues of increasing accuracy in assessing the delay of navigation signals in global navigation satellite systems are considered, a methodology for analyzing potential accuracy is proposed.

Key words: navigation signals, global navigation satellite systems, reception delay estimation.

Kostarev S., Solovyev V., Khanin S. Formation of Fundamental Model Concepts in the Training of Future Military Communications Engineers. PP. 799–802.

The formation of fundamental model representations is considered, taking into account the limits of their applicability in the study of physics by future military communications engineers.

Key words: teaching physics, ideal models, limits of applicability, electronic system.

Kostarev S., Khanin S., Shashkina A. Fractal Signals as an Alternative to Chaotic Signals in Secure Information Transmission Systems. PP. 802–805.

The paper analyzes chaotic communication systems, reveals a number of shortcomings in them, such as: high sensitivity to the mismatch of the parameters of the transmitter and receiver, low confidentiality, etc. An alternative to chaotic signals can be fractal signals, which have a number of attractive properties of chaos, but are devoid of its main disadvantages. The fractal signal generator, built on the basis of a reverse-biased p-n junction, is responsible for the formation of the carrier oscillation. It is shown that the resulting frequency-modulated signal with fractal characteristics is devoid of a number of disadvantages of chaotic communication systems and belongs to ultra-wideband signals.

Key words: avalanche breakdown, microplasma noise, semiconductors, fractal signal, dynamic chaos.

Kotenko I., Khmyrov S. The Use of Attack Indicators for Attribution of Methods of Compromise in the Implementation of Targeted Attacks on Critical Infrastructure Objects. PP. 805–809.

The rapid growth of advanced sophisticated attacks and the constant evolution of APT groups necessitate the strengthening of protection mechanisms, including attribution of ways to compromise the target environment and counter such threats. The development of this scientific field has led to the use of new parameters that make it possible to improve the detection of potential threats at an early stage of destructive impact. The paper considers one of such sets of indicators – attack indicators.

Key words: targeted attacks, critical infrastructure, attribution of cyber intruder, cybersecurity, attack indicators.

Kuranda A., Malinin O., Sagdeev A., Samarkin D. A Model of a Military-Purpose Information and Telecommunications Network Integrated with the SSOP of the EEC of the Russian Federation as an Object of Security Control from Technical Computer Intelligence. PP. 810–814.

Simultaneously with the development of military information and telecommunication network technologies, the issue of protecting such a network is being resolved. In particular, the protection from technical computer intelligence is considered. The processes of operation of the integrated ITCS VN, as an object of security control from TKR, can be represented by a model or their interconnected set.

Key words: information protection, information and telecommunication network, control, technical computer intelligence.

Lipatnikov V., Parfirov V., Petrenko M. General Algorithm of Dynamic Control of Stable Functioning of a Special Purpose Communication Network. PP. 814–819.

Special purpose communication networks are an important element of ensuring the security of the State. The information transmitted through them and the possibilities of destructive influence on them are of interest to a certain circle of intruders. There is a problem of ensuring the sustainable functioning of these communication networks. The developed general algorithm of dynamic control of stable functioning of a special-purpose communication network, which can be used at communication control points, is presented.

Key words: special purpose communication network, dynamic control algorithm, sustainable functioning, functioning quality parameter, criterion.

Malinin O., Sagdeev A., Samarkin D., Slyusar V. Formation of a Network Control System in the Interaction of a Special-Purpose Infotelecommunication Network with Public Communication Networks. PP. 820–824.

When forming the composition and structure of a network security control system for elements of a military-purpose information and telecommunications network integrated with a public communication network, it should be borne in mind that when using a public network, so-called "digital traces" may be left. Therefore, in the structure of the ITCS VN, it is necessary to use the PPO (passport of the characteristic situation), which allows you to take into account the amount of information read and recorded. Also, to prevent the appearance of redundancy of statistical information, the number of sole proprietors is reduced.

Key words: the general scheme of the composition and structure of the network security control system of the elements of the ICTS VN, reducing the number of IP.

Mandrik D., Mikhaylichenko N., Sazonov V. Application of Simulation Modeling Tools Elements of Communication and Data Transmission Networks Special Purpose. PP. 824–827.

The article analyzes the choice of simulation tools for elements of communication networks and data transmission for special purposes. Examples of implemented simulation models are given. Links to sources provided on the use of simulation tools in the framework of the organization of operation and planning the use of elements of communication networks and data transmission in various environmental conditions.

Key words: simulation model, simulator, Cisco Packet Tracer, emulator, GNS 3, PNETLab, elements of communication and data networks.

Saenko I., Udaltsov A. On the Issue of Choosing the Synchronization Parameters of Information Elements. PP. 827–831.

The article examines the issues of synchronizing information elements in information resources. Properties such as timeliness, value, completeness, accuracy, understandability, and accessibility are analyzed as potential parameters for synchronization. The most suitable properties, which can be considered for the synchronization of information elements, are identified. A method for determining the dependency between synchronization parameters is provided.

Key words: Information element, synchronization, relevance, importance, dynamism.

Senatorov L., Khvorenkov V. Obtaining an Estimate of the Energy Secrecy of a Chirp Signal under a Priori Uncertainty. PP. 832–836.

The article deals with the problem of obtaining a qualitative assessment of the degree of energy secrecy of chirp signals. Energy stealth is considered as an important parameter in the operation of a radio transmitting device in the presence of electronic warfare and suppression.

The main methods for obtaining an estimate of the energy secrecy of signals are described, their advantages and disadvantages are analyzed. As a result of the analysis, a hypothesis was put forward about the possibility of obtaining an estimate of the energy secrecy of the signal, taking into account the characteristics of the transmitted signal, the characteristics of the device and the transmission channel.

A method for estimating the energy secrecy of signals by the energy of the transmitted symbol is proposed.

Key words: stealth of signals, energy stealth, chirp signal, complex signals.

АВТОРЫ СТАТЕЙ

- АБРАМОВ** Кирилл Александрович студент группы РК-01 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kirill.abramov.2012@bk.ru
- АВВАКУМОВ** Александр Сергеевич магистрант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, just8easy@gmail.com
- АВДЯКОВ** Владимир Алексеевич кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Avdyakov.va@spbgut.ru
- АЛЕКСАНДРОВ** Александр Михайлович Генеральный директор филиала СКБ «Энергия» АО «Завод «Энергия»», ntk10@mail.ru
- АЛЕКСАНДРОВ** Илья Владимирович инженер 1 категории научно-исследовательской лаборатории радиоконтроля и электромагнитной совместимости Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, alxilya@gmail.com
- АЛИМОВ** Василий Николаевич кандидат физико-математических наук, доцент кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, alimov_vasilii@mail.ru
- АЛЛИ** Рашид Амидуевич аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, rashid.ali@yandex.ru
- АМИЛЮЩЕНКО** Данила Александрович студент группы РК-02 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, danila@yandex.ru

- АНДРЕЕВА** Татьяна Алексеевна кандидат технических наук, доцент кафедры безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, andreevna.ta@net.sut.ru
- АНТИПИН** Борис Маврович кандидат технических наук, доцент кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, boris_antipin@mail.ru
- АРИНУШКИНА** Ксения Геннадьевна аспирант кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, k-arinushkina@mail.ru
- АРСИРИЙ** Алла Ивановна кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ars-alla@rambler.ru
- АФАНАСЬЕВ** Никита Андреевич студент группы РТ-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, plaffy.cs@gmail.com
- АХУНДОВ** Рамиль Гурбанали оглу кандидат технических наук, доцент кафедры фундаментальных наук Национального университета обороны, Азербайджанская Республика, a.ramil@mail.ru
- БАБАНОВ** Иван Андреевич аспирант, ассистент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ivan.babanov@gmail.com
- БАБИН** Николай Николаевич кандидат технических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, babin-nvk@yandex.ru
- БАГАЕВ** Егор Сергеевич магистрант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, bagaeve13@yandex.ru

- БАРАНОВА** Екатерина Андреевна ведущий специалист отдела по работе с предприятиями Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Baranova1706@yandex.ru
- БАРАНОВА** Диана Святославовна студентка гр. ФП-11 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, dianabaranova2003@icloud.com
- БАРЫШЕВ** Олег Сергеевич студент группы Р-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ludovik7380@gmail.com
- БЕЛЯЕВА** Наталия Николаевна кандидат технических наук, доцент кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, n.belyaeva@inbox.ru
- БИРЮКОВ** Михаил Александрович кандидат технических наук, доцент кафедры программной инженерии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, urgent.ma@gmail.com
- БОБРОВСКИЙ** Андрей Владимирович магистрант, ассистент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, bobrovski.andrey.int@gmail.com
- БОЙКО** Игорь Андреевич аспирант, ассистент кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, igorboyko24na7@gmail.com
- БОРИСОВ** Максим Геннадьевич студент группы РТ-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, maximka.borisov3@gmail.com
- БРУСИН** Ефим Александрович кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, руководитель проектного направления АО «РИРВ», yefim07@inbox.ru

- БУСНЮК** кандидат физико-математических наук, доцент
Андрей Олегович кафедры физики Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, andreibusnyuk@mail.ru
- БУХАРИН** кандидат военных наук, преподаватель кафедры
Андрей Викторович Высшей военной школы Генерального штаба
Вооруженных сил Республики Ангола (Ангола, Луанда
ФАА), 78_kuzik@mail.ru
- БУХИННИК** кандидат технических наук, ведущий научный
Александр Юрьевич сотрудник отраслевой научно-исследовательской
лаборатории передачи дискретной информации
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
bhnnk@mail.ru
- БУЦЕВ** кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры
Сергей Федорович военных систем многоканальной электропроводной
и оптической связи Военной орденов Жукова и Ленина
Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного, bycev@mail.ru
- БУЧАТСКИЙ** кандидат технических наук, директор института
Александр Николаевич магистратуры, доцент кафедры телевидения
и метрологии Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
alexanderbuchatsky@yandex.ru
- ВАСИЛЬЕВ** начальник кафедры военного учебного центра
Дмитрий Николаевич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
dvasilev73@yandex.ru
- ВАСИЛЬЕВ** младший научный сотрудник научно-исследователь-
Никита Алексеевич ского центра Военной орденов Жукова и Ленина
Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru
- ВАСЯТКИН** студент группы ФП-11м Санкт-Петербургского
Михаил Андреевич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vasyatkinmix@yandex.ru
- ВАХРАМЕЕВА** студентка группы ФП-11м Санкт-Петербургского
Валентина Сергеевна государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
valentina.vaxrameewa@yandex.ru

- ВЕРБИЦКИЙ**
Алексей Владимирович студент группы Р-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
a_verbitsky@mail.ru
- ВЕРБИЦКИЙ**
Андрей Алексеевич студент группы РЦТ-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
ellnoytwitch@gmail.com
- ВЕРЕМЬЕВ**
Владимир Иванович кандидат технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова, директор НИИ «Прогноз»
vervladiv@gmail.com
- ВЕРЕСОВ**
Владимир Дмитриевич аспирант группы 1104А-21 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vervov2010@rambler.ru
- ВИНОГРАДОВ**
Василий Юрьевич доктор технических наук, профессор кафедры конструирования и технологии производства электронных средств Казанского национального исследовательского университета им. А. Н. Туполева – КАИ, VYuVinogradov@kai.ru
- ВИНОГРАДОВ**
Евгений Михайлович кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории радиоконтроля и электромагнитной совместимости Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vinog1936@mail.ru
- ВИНОГРАДОВ**
Петр Юрьевич кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, power@sut.ru
- ВИНОГРАДОВ**
Сергей Витальевич студент группы ИКТ-22 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
sergvinograd121@gmail.com
- ВЛАДЫКО**
Андрей Геннадьевич кандидат технических наук, доцент, декан факультета фундаментальной подготовки Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vladyko@sut.ru

ВОЛКОВА Анастасия Ивановна магистрант кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nastusha1939@gmail.com

ВОРОБЬЕВ Олег Владимирович кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vorobiefov@bk.ru

ВОРОНИН Никита Сергеевич студент группы Р-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kenai20k@gmail.com

ВЯЛЬШИН Эмиль Саитович аспирант кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, vyalshin.emil@gmail.com

ГАЙЛИТ Данил Дмитриевич студент группы РТ-22м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, danil.gailit@gmail.com

ГАСАНОВ Ариф Гасан оглу кандидат технических наук, профессор кафедры фундаментальных наук Национального университета обороны, Азербайджанская Республика, arifhasan2828@yandex.ru

ГЛУХОВ Николай Иванович старший преподаватель кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М. А. Бонч-Бруевича, es.ffp@net.sut.ru

ГЛУШАНКОВ Евгений Иванович доктор технических наук, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, glushankov57@gmail.com

ГОГОЛЬ Александр Александрович доктор технических наук, профессор кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, agogol@spbgut.ru

ГОЛОВИН Алексей Николаевич инженер кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, aalex984@mail.ru

- ГОЛОВИНОВ Олег Владимирович аспирант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, oleggol93@mail.ru
- ГОРАЙ Иван Иванович кандидат технических наук, доцент кафедры военных систем многоканальной электропроводной и оптической связи Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, iig@pcgrate.com
- ГОРДИЙЧУК Руслан Викторович начальник цикла – старший преподаватель военного учебного центра Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, rusgord@rambler.ru
- ГОРОБЕЙ Дарья Валентиновна студентка группы ЭП-81П Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, daryagorobei@yandex.ru
- ГОРОБЦОВ Илья Александрович ассистент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, iliya_gorobtsov@mail.ru
- ГОРЦУЕВА Александра Сергеевна студентка группы Р-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ddhearted@icloud.com
- ГОРЫНЦЕВ Андрей Арсеньевич сотрудник ООО «МОРТЕХ», gorincev@gmail.com
- ГРЕКОВ Константин Борисович доктор технических наук, профессор кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, grekovkb@yandex.ru
- ГРИГОРЧУК Александр Николаевич преподаватель Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, grigorchuk.spb@mail.ru
- ГРИШИН Валерий Валерьевич студент группы ФП-01 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, valeriy.01@bk.ru

ГУЗЕВА
Евгения Дмитриевна аспирант кафедры телевидения и метрологии
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
jain.g@inbox.ru

ГУМИНСКИЙ
Олег Андреевич аспирант Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
g-oleg_95@mail.ru

ГУРЕЕВ
Артем Евгеньевич аспирант, ассистент кафедры радиосистем и обработки
сигналов Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
argureev@yandex.ru

ДАВЫДОВ
Вадим Владимирович доктор технических наук, профессор кафедры
фотоники и линий связи Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
davydov_vadim66@mail.ru

ДАО
Ван Лук аспирант кафедры радиотехнических систем
Санкт-Петербургского государственного
электротехнического университета «ЛЭТИ»
им. В. И. Ульянова (Ленина),
daolucvtl01@gmail.com

ДЕНИСОВ
Александр Владимирович кандидат физико-математических наук, доцент
кафедры теоретических основ телекоммуникаций
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
A.V.Denisov@inbox.ru

ДЕРЖАВИН
Михаил Валерьевич студент группы ФП-11м Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
derzhavin.mv@yandex.ru

ДМИТРИЕВА
Виктория Викторовна аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
dmitrieva.vv0@gmail.com

ДМИТРИКОВ
Владимир Федорович доктор технических наук, профессор кафедры
теоретических основ телекоммуникаций Санкт-
Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Dmitrikov_VF@mail.ru

ДОБРОВОЛЬСКИЙ преподаватель военного учебного центра
Станислав Леонидович Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
dsl1963@yandex.ru

ДРОБЯСКИН начальник учебной части – заместитель начальника
Андрей Николаевич кафедры военного учебного центра
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
dan8@mail.ru

ДРЯМОВ курсант Военного учебно-научного центра
Александр Анатольевич Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина», multitenzor@mail.ru

ДУБАКОВ студент группы РТ-22м Санкт-Петербургского
Александр Владимирович государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
sanek-dubakov@mail.ru

ДУКЛАУ старший преподаватель кафедры телевидения
Владимир Владимирович и метрологии Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
duklau@yandex.ru

ДУНАЕВ студент группы РК-11м Санкт-Петербургского
Николай Павлович государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
ndunaev@inbox.ru

ЕРЕМЕНКО кандидат технических наук, доцент, сотрудник
Александр Иванович Академии федеральной службы охраны Российской
Федерации, interline57@mail.ru

ЖУРАВЛЁВ кандидат технических наук, доцент кафедры военных
Дмитрий Анатольевич систем многоканальной электропроводной
и оптической связи Военной орденов Жукова и Ленина
Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного,
ZhuravlevDmitriy84@yandex.ru

ЗНОБИЩЕВ начальник цикла проводной электросвязи – старший
Роман Сергеевич преподаватель военного учебного центра
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
my.perepiska@mail.ru

- ЗУБАКИН Владимир Валентинович старший преподаватель кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vzub2006@yandex.ru
- ЗЫКОВ Сергей Владимирович дефектоскопист высшего разряда АО «Концерн Росэнергоатом», филиала «Ленинградская АЭС», osotole@gmail.com
- ИБРАГИМОВ Байрам Ганимат оглы доктор технических наук, профессор кафедры телекоммуникации и информационных безопасности Азербайджанского технического университета, i.bayram@mail.ru
- ИВАНИЩЕВА Елизавета Федоровна студентка группы ФП-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, elizaveta.ivanischeva@yandex.ru
- ИЛЬИНА Ольга Борисовна кандидат географических наук, доцент, старший преподаватель кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, nastik94@yandex.ru
- ИСАЕВ Ялчын Сабир оглу доцент кафедры фундаментальных наук Национального университета обороны, Азербайджанская Республика, yalchin.isaev.73@mail.ru
- ИССА Ахд адъюнкт кафедры общепрофессиональных дисциплин Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, ahed.issa.2021@gmail.com
- ИССА Махмуд Наср аспирант кафедры радиопизики радиопизического факультета Национального исследовательского Томского государственного университета, mahmoud.eissa@stud.tsu.ru
- ИСУПОВА Екатерина Анатольевна старший преподаватель кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kat_isupova@list.ru

- ИШИМОВ
Андрей Сергеевич адъюнкт кафедры Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
2ichimovas@mail.ru
- ИШУТИНА
Оксана Юрьевна студентка группы Р-21м, Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
ishutina.oksana.u@yandex.ru
- КАЗАКОВ
Юрий Витальевич ведущий инженер АО «Концерн «Океанприбор»,
yukazak@yandex.ru
- КАЗАНЦЕВА
Анна Геннадьевна кандидат технических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
kazanutik@mail.ru
- КАЛАЙТАНОВА
Елена Владимировна адъюнкт кафедры военных систем многоканальной электропроводной и оптической связи Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vas@mil.ru
- КАРАВАЕВ
Дмитрий Александрович аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
d.a.karavaev@yandex.ru
- КАРАНОВА
Евгения Есимжановна студентка группы РТ-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
karanova-zhenya1609@mail.ru
- КИРИК
Дмитрий Игоревич кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
[d i kirik@mail.ru](mailto:d_i_kirik@mail.ru)
- КИЧКО
Яна Викторовна адъюнкт кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
kichkoyanka@mail.ru

- КНЯЗЕВ** доктор физико-математических наук, главный специалист кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Сергей Александрович knyazef@yandex.ru
- КОВАЛЕВА** кандидат технических наук, доцент кафедры технологии древесных и целлюлозных композиционных материалов Санкт-Петербургского государственного лесотехнического университета им. С. М. Кирова,
Ольга Петровна lta_cbp@mail.ru
- КОЗИНЦЕВА** аспирант кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Дарья Ивановна dkozintseva@mail.ru
- КОЗЫРЕВ** преподаватель военного учебного центра при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Виталий Михайлович kozyrev70@mail.ru
- КОКИН** аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Сергей Алексеевич sergeikokins@gmail.com
- КОКОРЕВ** кандидат физико-математических наук, сотрудник Академии федеральной службы охраны Российской Федерации, interline57@mail.ru
Антон Владимирович
- КОЛИЧЕНКО** младший системный администратор ООО «Хоккейный клуб СКА», daniil.kolichenko@gmail.com
Даниил Александрович
- КОЛОСЬКО** кандидат физико-математических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, научный сотрудник Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук,
Анатолий Григорьевич agkolosko@mail.ru
- КОМАР** студент группы 5311 Казанского национального исследовательского университета им. А. Н. Туполева – КАИ,
Константин Олегович komarkostya2002@mail.ru

- КОНОВАЛОВ** кандидат технических наук, старший научный сотрудник научно-исследовательского института «Прогноз» Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), al_an_kon@mail.ru
- КОНОПЛЁВА** студентка группы ЭП-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, konopleva1209@mail.ru
- КОНЬКОВ** адъюнкт научно-исследовательского центра Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, denis.konkov.94@mail.ru
- КОРМАЧЕВ** студент группы ИКТВ-95 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, dmitrynozdrin2001@gmail.com
- КОРОВИН** кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, konstkor@mail.ru
- КОСИЦЫНА** ассистент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kositsyna_ts@mail.ru
- КОСТАРЕВ** кандидат педагогических наук, доцент, генерал-лейтенант, начальник Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vas@mil.ru
- КОТЕНКО** доктор технических наук, главный научный сотрудник лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук, ivkote@comsec.spb.ru
- КРАВЕЦ** кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, helen-kravetz@yandex.ru

- КРАЕВ Сергей Сергеевич старший оператор роты (научной) Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vas@mil.ru
- КРИВОРУКА Олег Олегович аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, krivoruka.oleg@gmail.ru
- КРОТОВ Роман Евгеньевич аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ubl1cag@yandex.ru
- КУБАЛОВА Анна Рудольфовна кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kubalovaap@mail.ru
- КУДРЯВЦЕВ Алексей Олегович адъюнкт Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru
- КУДРЯВЦЕВА Юлия Александровна старший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, cccc@mail.ru
- КУЗЕНОВ Сергей Ризабекович аспирант кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, skuzenov@ya.ru
- КУЗИН Павел Игоревич кандидат технических наук преподаватель кафедры Высшей военной школы Генерального штаба Вооруженных сил Республики Ангола (Ангола, Луанда FAA), kuzik78@mail.ru
- КУЗЬМИН Сергей Викторович кандидат физико-математических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, sergey-v-kuzmin@yandex.ru

- КУЛИНКОВИЧ** кандидат географических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, geochem@mail.ru
Алексей Викторович
- КУПЧИНЕНКО** преподаватель кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, k-olga102@yandex.ru
Ольга Павловна
- КУРАНДА** преподаватель военного учебного центра Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, kuranda-ai@yandex.ru
Александр Иванович
- КУРАШЕВ** начальник лаборатории 16 Центрального научно-исследовательского испытательный института Министерства обороны Российской Федерации, Frankilou@yandex.ru
Заур Валерьевич
- КУРБАТОВ** студент группы ФП-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М. А. Бонч-Бруевича, KurbatovD.M@yandex.ru
Дмитрий Максимович
- КУТУЗОВ** доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем, президент Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), vmkutuzov@etu.ru
Владимир Михайлович
- ЛАВРОВ** студент группы РТ-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Lavrov_mn@mail.ru
Максим Николаевич
- ЛАНДА** кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, landa.alexandr@mail.ru
Александр Эдуардович
- ЛАРИОНОВ** студент группы РТ-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, larionovaleks97@mail.ru
Александр Юрьевич

- ЛАШИН Юрий Федорович преподаватель военного учебного центра при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ylashin@yandex.ru
- ЛЕ Минь Хоанг аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), lehoang.navy@gmail.com
- ЛИВШИЦ Александр Иосифович доктор физико-математических наук, почетный профессор кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, livshits@sut.ru
- ЛИКОНЦЕВ Алексей Николаевич кандидат технических наук, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов, Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, likoncev.an@spbgut.ru
- ЛИПАТНИКОВ Валерий Алексеевич доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, lipatnikovanl@mail.ru
- ЛОГИНОВСКАЯ Алёна Николаевна кандидат географических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, aloginovskaja@bk.ru
- ЛУЦЕНКО Сергей Александрович кандидат технических наук, докторант 45 кафедры Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru
- ЛЫПКАНЬ Виталий Никанорович кандидат технических наук, профессор, доцент кафедры Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru
- ЛЫСИКОВ Никита Константинович студент группы ИКБ-21 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nicita.lisikov@yandex.ru

- ЛЯЛИНА Анна Жановна аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, lyalinanna@gmail.com
- МАКАРОВ Владислав Алексеевич студент группы РК-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, vladmakarov2505@mail.ru
- МАКОГОН Василий Петрович доктор технических наук, доцент кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, mak229@rambler.ru
- МАКСИМОВА Елена Игоревна студентка группы Р-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, littlest@yandex.ru
- МАЛИКОВ Умар Маннонович кандидат биологических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, umalik@mail.ru
- МАЛИНИН Олег Денисович студент группы ИКТВ-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nhl18russia@mail.ru
- МАНВЕЛОВА Наталья Евгеньевна кандидат технических наук, доцент кафедры экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, главный специалист ОАО «Авангард», manvelova@inbox.ru
- МАНДРИК Дмитрий Владимирович курсант Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, mandrick2013@yandex.ru
- МАРАЕВА Евгения Владимировна кандидат физико-математических наук, доцент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), jenvmar@mail.ru

- МАРКОВА** аспирант кафедры радиосвязи и вещания
Любовь Васильевна Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, инженер 1 категории АО «Концерн Океанприбор»,
ljubvblinva@mail.ru
- МАТЮХИНА** кандидат технических наук, доцент кафедры
Татьяна Владимировна конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
tatjanavm@mail.ru
- МЕЖУЕВ** доктор технических наук, доцент, начальник кафедры
Александр Михайлович передающих и приемных радиоустройств Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»,
multitenzor@mail.ru
- МИНАЕВ** оператор роты (научной) Военной орденов Жукова
Никита Геннадьевич и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
proton552@yandex.ru
- МИРХАНОВА** студентка группы 5311 Казанского национального
Аделина Наилевна исследовательского университета им. А. Н. Туполева – КАИ, MirkhanovaAN@stud.kai.ru
- МИХАЙЛИЧЕНКО** кандидат технических наук, преподаватель кафедры
Николай Валерьевич автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, 23esn2008@rambler.ru
- МОГИЛАТОВ** студент группы ФП-21М Санкт-Петербургского
Антон Викторович государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
antonmogilatov@yandex.ru
- МОЛЧАНОВ** режиссёр ООО «МИЦ «Известия» («Телеканал «78»),
Александр Павлович студент группы Р-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, cach22a@yandex.ru
- МОРОЗОВА** студентка группы Р-21м Санкт-Петербургского
Екатерина Антоновна государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, morwaykate@yandex.ru

- МУХИНА Ангелина Дмитриевна студентка группы РТ-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, adm03250@gmail.com
- НАЗАРОВ Дмитрий Константинович курсант автоматизированных систем управления Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, demonsouls228@mail.ru
- НГУЕН Туан Ван аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), hinhthien08@gmail.com
- НГУЕН Чонг Нхан аспирант кафедры радиоэлектронных средств Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, 10th20th30th@gmail.com
- НЕВ Даниил Артемович студент группы РТ-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nevDaniil3112@gmail.com
- НИКИТИН Игорь Александрович студент группы Р-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, northsaren@ya.ru
- НИКИТИН Юрий Александрович кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, yuriyan@list.ru
- НИКИТИНА Александра Викторовна кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, envision@yandex.ru
- НИКОЛАЕВ Владимир Викторович адъюнкт кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, fortune-rus@yandex.ru
- НОВАК Анатолий Вячеславович начальник кафедры военного учебного центра при Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, anatoly.novack@yandex.ru

- НОВОРУССКИЙ** Владимир Валерьевич студент группы ЭБМ-21з Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, novorusskiyv@gmail.com
- НОЗДРИН** Дмитрий Олегович студент группы ИКТВ-95 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, dmitrynozdrin2001@gmail.com
- ОБЕРДЕРФЕР** Валерий Николаевич кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, Vava_60@mail.ru
- ОГАЙ** Анастасия Икрамовна студентка группы ЭБМ-21з Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, anastasiaogaix@gmail.com
- ОСИПОВА** Вероника Анатольевна студентка группы РТ-11м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, osipovaonline@mail.ru
- ОСТРОУМОВ** Семён Иванович студент группы Р-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Ostroumov_semyon@mail.ru
- ПАВЛОВ** Борис Михайлович пенсионер, N.Urv@yandex.ru
- ПАНИХИДНИКОВ** Сергей Александрович кандидат военных наук, доцент, заведующий кафедрой экологической безопасности телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, panihidnikov@mail.ru
- ПАНЧАК** Валерий Павлович оператор роты (научной) Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, 17_mass_98@mail.ru
- ПАРФИРОВ** Виталий Александрович кандидат технических наук, докторант Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, vitaly.parfirov@yandex.ru

- ПЕРЕДИСТОВ** кандидат технических наук, доцент, и.о. заведующего
Евгений Юрьевич кафедрой физики Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, euperedistov@yandex.ru
- ПЕРЕЛЫГИН** кандидат технических наук, доцент кафедры
Сергей Васильевич аудиовизуальных систем и технологий
Санкт-Петербургского государственного института
кино и телевидения, доцент кафедры телевидения
и метрологии Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
sergey.perelygin@gmail.com
- ПЕСТЕРЕВА** студентка группы ФП-01 Санкт-Петербургского
Анна Васильевна государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, homsyck@gmail.com
- ПЕТРЕНКО** адъютант Военной орденов Жукова и Ленина
Михаил Игоревич Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного,
petrenko.m.i.@mail.ru
- ПЛОТНИКОВ** кандидат физико-математических наук, доцент
Павел Владимирович кафедры высшей математики Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
plotnikov.pv@sut.ru
- ПОДБОРЦЕВ** курсант Военного учебно-научного центра
Артем Владимирович Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина», multitenzor@mail.ru
- ПОЛИЩУК** оператор роты (научной) Военной орденов Жукова
Владимир Романович и Ленина Краснознаменной академии связи имени
Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
waferfly@gmail.com
- ПОНОМАРЕВ** курсант Военного учебно-научного центра
Никита Михайлович Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина», multitenzor@mail.ru
- ПОПОВ** доктор физико-математических наук, ведущий
Евгений Олегович научный сотрудник Физико-технического института
им. А.Ф. Иоффе Российской академии наук,
e.popov@mail.ioffe.ru

- ПОТКИН** студент группы РТ-91 Санкт-Петербургского
Фёдор Сергеевич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
potkin.fyodor@gmail.com
- ПРАСОЛОВ** кандидат технических наук, доцент кафедры
Александр Александрович радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
prasolov.alex@gmail.com
- ПРОХОРОВ** аспирант кафедры телевидения и метрологии
Кирилл Юрьевич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
kuprokhorov@gmail.com
- РЕНСКОВ** младший научный сотрудник НИО (организации
Дмитрий Андреевич инновационной деятельности и оценки качества
образовательного процесса) Военной орденов Жукова
и Ленина Краснознаменной академии связи имени
Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
dmitryirenskov@gmail.com
- РОГОЗИНСКИЙ** доктор технических наук, доцент, начальник НОЦ
Глеб Гендрихович «Медиацентр», доцент кафедры информатики
и компьютерного дизайна Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
gleb.rogozinsky@gmail.com
- РОЩИНСКИЙ** инженер научно-образовательного центра
Роман Сергеевич «Беспроводные инфотелекоммуникационные сети»
Санкт-Петербургского государственного
политехнического университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, rosh.rs@bk.ru
- РЫБАКОВ** старший преподаватель кафедры радиосвязи и вещания
Алексей Игоревич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
lexeus.r1@gmail.com
- РЫЖИКОВА** старший преподаватель кафедры конструирования
Татьяна Аркадьевна и производства радиоэлектронных средств
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
t.rigikova@yandex.ru
- РЫЛОВ** Генеральный директор АО «ПКБ РИО»,
Евгений Александрович rylov79@mail.ru

- РЮТИН** Константин Евгеньевич студень группы Р-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ryutin.sut@gmail.com
- РЯБИКОВ** Дмитрий Сергеевич студент группы РТ-22м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, dmitry.ryabikov@mail.ru
- САВЕЛЬЕВА** Анастасия Андреевна начальник отдела сопровождения проектов цифровой трансформации, старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, saa@spbgut.ru
- САВИЩЕНКО** Николай Васильевич доктор технических наук, профессор кафедры Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, snikaspb@mail.ru
- САГДЕЕВ** Александр Константинович кандидат технических наук, доцент военного учебного центра Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, brother-aks@yandex.ru
- САЕНКО** Игорь Борисович доктор технических наук, профессор, профессор кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, ibsaen@mail.ru
- САЗОНОВ** Виктор Викторович кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vmktor-sazonov@yandex.ru
- САЛЬНИКОВ** Антон Сергеевич курсант автоматизированных систем управления Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, megafon.an@mail.ru
- САМАРКИН** Денис Сергеевич начальник цикла – старший преподаватель военного учебного центра Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, denst2006@yandex.ru

- САПУНОВА
Лидия Петровна адъюнкт кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
lidiya.karmanec@mail.ru
- СВИНЬИНА
Ольга Андреевна старший преподаватель кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
olga.svinyina@gmail.com
- СЕДЫШЕВ
Эрнест Юрьевич кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
laboratoria-mw@yandex.ru
- СЕМИН
Андрей Викторович преподаватель Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
grigorchuk.spb@mail.ru
- СЕНАТОРОВ
Лев Алексеевич аспирант кафедры радиотехники Ижевского государственного технического университета имени М. Т. Калашникова, lev.senatoroff@yandex.ru
- СЕРГЕЕВ
Алексей Николаевич старший преподаватель кафедры фотоники и линии связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, a32@bk.ru
- СЕРГЕЕВ
Валерий Варламович доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vservg43@mail.ru
- СИДОРКОВИЧ
Дарья Романовна магистрант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
dasha.armavir@yandex.ru
- СИМОНИНА
Ольга Александровна кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
olga.simonina@spbgut.ru

- СКОРОПАД** ведущий инженер НИЛ №4131, НИО №413,
Александр Витальевич НТЦ №41 Санкт-Петербургского филиала –
«ЛОНИИР» (ФГБУ НИИР),
sav01236@yandex.ru
- СЛЕСАРЧИК** сотрудник Академии Федеральной службы охраны
Константин Федорович Российской Федерации,
interline57@mail.ru
- СЛЮСАРЬ** начальник учебной части – заместитель начальника
Вадим Александрович военного учебного центра Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
sensei-7777_7777@mail.ru
- СМАГЛИЕНКО** кандидат технических наук, доцент кафедры
Татьяна Георгиевна телевидения и метрологии Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
tsmagl@mail.ru
- СМИРНОВ** кандидат технических наук, доцент кафедры
Василий Сергеевич электроники и схемотехники Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
vasily.smirnov@gmail.com
- СМОЛЬКИН** студент группы РК-02 Санкт-Петербургского
Кирилл Вадимович государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Kirya.smolkin@gmail.com
- СОЗИНОВА** аспирант кафедры телевидения и метрологии
Мария Владимировна Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
sim-maria@mail.ru
- СОЛОВЬЕВ** доктор физико-математических наук, профессор
Владимир Гаевич кафедры физики Военной орденов Жукова и Ленина
Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного, ведущий научный
сотрудник Псковского государственного университета,
solovyev_v55@mail.ru
- СОПОВ** магистрант кафедры радиосвязи и вещания
Дмитрий Александрович Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
sopovdima_99@mail.ru

- СОТЕНКО** кандидат технических наук, доцент кафедры
Сергей Михайлович конструирования и производства радиоэлектронных
средств Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, sotenkosm@yandex.ru
- СТЕПАНОВ** кандидат технических наук, заместитель директора
Андрей Борисович института магистратуры по учебной работе, доцент
кафедры радиосистем и обработки сигналов
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
instmag@spbgut.ru
- СТУРМАН** доктор географических наук, профессор кафедры
Владимир Ицхакович экологической безопасности телекоммуникаций
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
st@izh.com
- СТУРОВ** кандидат технических наук, преподаватель кафедры
Дмитрий Леонидович передающих и приемных радиоустройств (средств
связи и РТО) Военного учебно-научного центра
Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
777dmitry.sturov777@gmail.com
- СУКАЧЕВ** преподаватель Военной орденов Жукова и Ленина
Виктор Николаевич Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного,
grigorchuk.spb@mail.ru
- СУРАВЦЕВ** аспирант кафедры высшей математики
Руслан Витальевич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
canelorus7@gmail.com
- СУШКО** студент группы ИКМ-11з Санкт-Петербургского
Яков Геннадьевич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, yashasush@yandex.ru
- ТАИРОВ** студент группы Р-12м Санкт-Петербургского
Халид Алакпар оглы государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, tairov.xalid@yandex.ru
- ТАМБОВЦЕВ** студент группы ИКПИ-93 Санкт-Петербургского
Глеб Ильич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, quanuhs@yandex.ru

- ТАРАН студент группы ФП-11 Санкт-Петербургского
Фрол Вячеславович государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, froltaran@mail.ru
- ТАРАСОВ адъюнкт кафедры Военной орденов Жукова и Ленина
Александр Алексеевич Краснознаменной академии связи имени Маршала
Советского Союза С. М. Буденного,
Tarasov_81@mail.ru
- ТАТАРЕНКОВ старший преподаватель кафедры телевидения
Дмитрий Александрович и метрологии Санкт-Петербургского государственного
университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
dtatarenkov@outlook.com
- ТЕНИГИН аспирант кафедры телевидения и метрологии
Альберт Андреевич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
teniginalbert@gmail.com
- ТЕРНОВАЯ студентка группы Р-21м Санкт-Петербургского
Анастасия Константиновна государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ternovaya_00@bk.ru
- ТИМОФЕЕВ студент группы РТ-12М Санкт-Петербургского
Владислав Сергеевич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, bjjad228@gmail.com
- ТИМЧЕНКО кандидат технических наук, доцент кафедры
Владимир Иванович радиосистем и обработки сигналов
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
timchen@sut.ru
- ТИПИКИН кандидат технических наук, начальник отдела
Алексей Алексеевич научно-исследовательского центра
телекоммуникационных технологий Военно-морского
флота, корабельных комплексов, средств обмена
информацией и разведки Научно-исследовательского
института оперативно-стратегических исследований
строительства Военно-морского флота Военного
учебно-научного центра Военно-морского флота
«Военно-морская академия имени Адмирала Флота
Советского Союза Н. Г. Кузнецова», alextip@mail.ru
- ТИТОВ кандидат технических наук, доцент кафедры
Владимир Степанович автоматизированных систем специального назначения
Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной
академии связи имени Маршала Советского Союза
С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru

- ТОКМАКОВ** младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
Денис Евгеньевич vasn2020@mail.ru
- ТУМАНОВА** кандидат технических наук, доцент кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Евгения Ивановна tumanova.ei@net.sut.ru
- ТУЧКЕВИЧ** аспирант кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Артём Никитович tu4kewi4@yandex.ru
- УДАЛЬЦОВ** адъюнкт Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
Александр Владимирович axil2003@yandex.ru
- УКРАИНСКИЙ** кандидат технических наук, доцент кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета промышленных технологий и дизайна, научный сотрудник ООО «МОРТЕХ»,
Олег Владимирович oleg.ukrainskiy@gmail.com
- УРВАНЦЕВ** кандидат технических наук, доцент кафедры Санкт-Петербургского государственного химико-фармацевтического университета,
Владимир Георгиевич vladimir-urvancev@rambler.ru
- УРВАНЦЕВА** кандидат технических наук, доцент кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Наталья Львовна N.Urv@yandex.ru
- УРОКОВ** студент группы РТ-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Антон Дилшодович asuna0turtle@gmail.com
- УШКОВА** студентка группы Р-22м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций м. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Ирина Геннадьевна ushkova.irina2015@yandex.ru

- ФАЗЫЛОВ студент Санкт-Петербургского государственного
Данис Альбертович университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, ddanis747@gmail.com
- ФЕДОРОВ ассистент кафедры радиосвязи и вещания
Андрей Сергеевич Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
as.fdrv@bk.ru
- ФЕДОРОВ кандидат технических наук, доцент, старший научный
Павел Николаевич сотрудник научно-исследовательского центра Военной
орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии
связи имени Маршала Советского Союза
С. М. Буденного, fedorovpn1@yandex.ru
- ФЕДОРОВ кандидат технических наук, доцент, заведующий
Сергей Леонидович кафедрой телевидения и метрологии
Санкт-Петербургского государственного университета
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
sergf7@mail.ru
- ФИЛИН доктор технических наук, профессор кафедры
Владимир Алексеевич электроники и схемотехники Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, filin_vladimir@mail.ru
- ФИЛИППОВ кандидат физико-математических наук, научный
Сергей Владимирович сотрудник Физико-технического института
им. А.Ф. Иоффе Российской академии наук,
f_s_v@list.ru
- ФИСЕЧКО студент группы РЦТ-03 Санкт-Петербургского
Никита Сергеевич государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nik_fisechko@mail.ru
- ФОКИН доктор технических наук, доцент, профессор кафедры
Григорий Алексеевич радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского
государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, grihafokin@gmail.com
- ХАНИН доктор физико-математических наук, профессор,
Самуил Давидович заведующий кафедрой физики Военной орден
Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи
имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного,
sd_khanin@mail.ru
- ХВОРЕНКОВ доктор технических наук, профессор кафедры
Владимир Викторович радиотехники Ижевского государственного
технического университета имени М. Т. Калашникова,
hvv@istu.ru

- ХМЫРОВ** Семен Сергеевич аспирант лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук, khmyrov.s.s@gmail.com
- ХРЕНОВ** Андрей Александрович студент группы РТ-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, knerov00@yandex.ru
- ЦВЕТКОВ** Дмитрий Алексеевич студент группы РТ-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, mitya.tsvetkov.1@mail.ru
- ЦВЕТКОВА** Ирина Юрьевна студентка группы ЭП-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, irinacvetkovaa@gmail.com
- ЧАБАЕВА** Елена Алексеевна студент группы ЭБМ-21з Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, skripunka99@mail.ru
- ЧАН** Хыу Нгхи аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), huunghiht@gmail.com
- ЧЕКАЛИН** Александр Алексеевич старший оператор роты (научной) Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, a.chekalin1302@gmail.com
- ЧЕРНОВ** Игорь Николаевич старший преподаватель кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, chernov.in@spbgut.ru
- ЧЕРНЫШОВ** Артём Геннадьевич кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, chernyshov.ag09@gmail.com
- ЧЕРНЫШОВА** Анастасия Владимировна студентка группы Рт-22м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nastena-slastena0800@mail.ru

- ЧЕЧКЕНЕВ Анатолий Олегович оператор роты (научной) Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, vasn2020@mail.ru
- ЧИКОВ Матвей Федорович оператор роты (научной) Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, ia-matvey@mail.ru
- ЧУДНОВ Александр Михайлович доктор технических наук, профессор, профессор кафедры автоматизированных систем специального назначения Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, chudnow@yandex.ru
- ЧУРКИН Сергей Викторович студент группы РК-01 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Sergeyx87@yandex.ru
- ЧУРЫНИНА Марина Владимировна студентка группы ЭП-91 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, churynina92@mail.ru
- ШАЙХЛЕЕВА Назиля Ильгизаровна студентка группы РТ-12м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, nazilyashaix@gmail.com
- ШАМСИЕВ Бахтияр Газиевич кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, shamsiev2000@mail.ru
- ШАНДРОВСКИЙ Александр Сергеевич студент группы РК-02 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, stud.alex_shandr@mail.ru
- ШАНИН Александр Михайлович адъюнкт научно-исследовательского центра Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, otesalex@yandex.ru
- ШАШКИНА Антонина Сергеевна старший преподаватель кафедры физики Военной орденов Жукова и Ленина Краснознаменной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, shashkinaas@yandex.ru

Шведов Сергей Николаевич кандидат технических наук, сотрудник Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации, interline57@mail.ru

ШВЕЦ Алена Игоревна студентка группы Р-21м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 00alyonka11@gmail.com

ШУШПАНОВ Дмитрий Викторович кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, dimasf@inbox.ru

ЩЕРБАТЫЙ Павел Евгеньевич старший преподаватель кафедры теоретических основ телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, tec.ffp@net.sut.ru

ЭЛЕЖБИЕВ Алимхан Русланович студент группы ИКМ-11з Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, alikhan.elezhbiev@mail.ru

ЮРОВА Валентина Александровна кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, va-yurova@mail.ru

ЯНДИЕВ Ахмед Алаудинович студент группы РТ-22м Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, alaudin.yandiev@mail.ru

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Andreeva T. **561**
Абрамов К. А. **5**
Аввакумов А. С. **10**
Авдяков В. А. **548**
Александров А. М. **13**
Александров И. В. **18**
Алимов В. Н. **555**
Алли Р. А. **23**
Амилющенко Д. А. **28**
Антипин Б. М. **18**
Аринушкина К. Г. **35**
Арсирый А. И. **39**
Афанасьев Н. А. **42**
Ахундов Р. Г. **715**
Бабанов И. А. **47**
Бабин Н. Н. **52**
Багаев Е. С. **56**
Баранова Е. А. **564**
Баранова Д. С. **61**
Барышев О. С. **67, 71**
Беляева Н. Н. **77**
Бирюков М. А. **719**
Бобровский А. В. **82**
Бойко И. А. **87**
Борисов М. Г. **92**
Брусин Е. А. **569**
Буснюк А. О. **555**
Бухарин А. В. **724**
Бухинник А. Ю. **548**
Буцев С. Ф. **730**
Бучатский А. Н. **97, 102**
Васильев Д. Н. **735**
Васильев Н. А. **105, 109**
Васяткин М. А. **574**
Вахрамеева В. С. **578**
Вербицкий А. В. **113**
Вербицкий А. А. **113**
Веремьев В. И. **117**
Вересов В. Д. **121**
Виноградов В. Ю. **126**
Виноградов Е. М. **18**
Виноградов П. Ю. **10, 129**
Виноградов С. В. **583**
Владыко А. Г. **587, 592**
Волкова А. И. **133**
Воробьев О. В. **138, 141, 147, 151, 156**
Воронин Н. С. **160**
Вяльшин Э. С. **13**
Гайлит Д. Д. **163**
Гасанов А. Г. **715**
Глухов Н. И. **596**
Глушанков Е. И. **42, 87, 168, 172, 176, 180**
Гоголь А. А. **185**
Головин А. Н. **601, 604**
Головинов О. В. **190, 193**
Горай И. И. **730**
Гордийчук Р. В. **735, 741**
Горобей Д. В. **197**
Горобцов И. А. **201**
Горцуева А. С. **160**
Горынцев А. А. **207**
Греков К. Б. **212, 215**
Григорчук А. Н. **741, 746, 751, 753**
Гришин В. В. **219**
Гузева Е. Д. **185**
Гуминский О. А. **224**
Гуреев А. Е. **229, 234**
Давыдов В. В. **35**
Дао В. Л. **239, 244**
Денисов А. В. **607, 611**
Державин М. В. **616**
Дмитриева В. В. **249**
Дмитриков В. Ф. **620, 625**
Добровольский С. Л. **757**
Дробяскин А. Н. **735**
Дрямов А. А. **762**
Дубаков А. В. **138**
Дуклау В. В. **77**
Дунаев Н. П. **229, 234, 255**
Еременко А. И. **260**
Журавлёв Д. А. **730**
Знобищев Р. С. **766**

- Зубакин В. В. 771
Зыков С. В. 265
Ибрагимов Б. Г. 715
Иванищева Е. Ф. 630
Ильина О. Б. 774
Исаев Я. С. 715
Исса А. 636
Исса М. Н. 270, 274
Исупова Е. А. 201
Ишимов А. С. 636, 724
Ишутина О. Ю. 278
Казаков Ю. В. 141
Казанцева А. Г. 283, 288
Калайтанова Е. В. 730
Караваев Д. А. 293
Каранова Е. Е. 297, 301
Кирик Д. И. 201
Кичко Я. В. 306, 779
Князев С. А. 641, 650
Ковалева О. П. 311
Козинцева Д. И. 316
Козырев В. М. 785
Кокин С. А. 321
Кокорев А. В. 260
Количенко Д. А. 326
Колосько А. Г. 5, 219, 330
Комар К. О. 126
Коновалов А. А. 239, 244
Коноплева А. В. 335
Коньков Д. И. 340, 347
Кормачев Д. С. 741, 746, 751, 753, 789,
793
Коровин К. О. 23, 92, 351
Косицына Т. С. 201
Костарев С. В. 799, 802
Котенко И. В. 805
Кравец Е. В. 356
Краев С. С. 362
Криворука О. О. 351
Кротов Р. Е. 147, 366
Кубалова А. Р. 656, 662
Кудрявцев А. О. 105
Кудрявцева Ю. А. 340, 347, 362, 371
Кузенов С. Р. 555, 666
Кузин П. И. 724
Кузьмин С. В. 229, 234, 255
Кузин П. И. 724
Кузьмин С. В. 229, 234, 255
Купчиненко О. П. 774
Куранда А. И. 741, 810
Курашев З. В. 306
Курбатов Д. М. 596
Кутузов В. М. 117
Лавров М. Н. 168
Ланда А. Э. 574
Ларионов А. Ю. 297, 374
Лашин Ю. Ф. 785
Ле М. Х. 239, 244
Лившиц А. И. 555
Ликонцев А. Н. 379, 383
Липатников В. А. 814
Логиновская А. Н. 197
Луценко С. А. 362
Лыпкань В. Н. 105
Лысиков Н. К. 77
Лялина А. Ж. 388
Макаров В. А. 255
Макогон В. П. 394
Максимова Е. И. 398
Маликов У. М. 403
Малинин О. Д. 757, 810, 820
Манвелова Н. Е. 311, 407
Мандрик Д. В. 824
Мараева Е. В. 672
Маркова Л. В. 141
Матюхина Т. В. 412
Межуев А. М. 762, 766
Минаев Н. Г. 371
Мирханова А. Н. 126
Михайличенко Н. В. 824
Могилатов А. В. 676
Молчанов А. П. 415
Морозова Е. А. 418
Мухина А. Д. 172
Назаров Д. К. 771
Нгуен Т. В. 117
Нгуен Ч. Н. 423
Нев Д. А. 379
Никитин И. А. 429
Никитин Ю. А. 564, 680, 685
Никитина А. В. 301, 434
Николаев В. В. 719
Новак А. В. 785
Новорусский В. В. 215
Ноздрин Д. О. 735, 741, 746, 751, 753,
789, 793
Обердерфер В. Н. 724
Огай А. И. 311

- Осипова В. А. 383
Остроумов С. И. 434
Павлов Б. М. 689
Панихидников С. А. 52
Панчак В. П. 105
Парфилов В. А. 814
Передистов Е. Ю. 555, 583
Перельгин С. В. 265, 326
Пестерева А. В. 696
Петренко М. И. 814
Плотников П. В. 587, 592
Подборцев А. В. 766
Полищук В. Р. 439
Пономарев Н. М. 762
Попов Е. О. 5, 219, 330
Поткин Ф. С. 249
Прасолов А. А. 443, 448, 454
Прохоров К. Ю. 97, 459
Ренсков Д. А. 719
Рогозинский Г. Г. 459
Роцинский Р. С. 443, 448
Рыбаков А. И. 147, 366
Рыжикова Т. А. 412
Рылов Е. А. 168, 176
Рютин К. Е. 464, 469
Рябиков Д. С. 151
Савельева А. А. 474
Савищенко Н. В. 28, 636
Сагдеев А. К. 746, 757, 789, 793, 810, 820
Саенко И. Б. 719, 827
Сазонов В. В. 771, 824
Сальников А. С. 771
Самаркин Д. С. 751, 753, 757, 789, 793,
810, 820
Сапунова Л. П. 306
Свиньина О. А. 278, 454
Седышев Э. Ю. 574, 578, 596, 616, 63, 676
Семин А. В. 746, 751
Сенаторов Л. А. 832
Сергеев А. Н. 701
Сергеев В. В. 705
Сидоркович Д. Р. 56
Симонина О. А. 56, 321, 351, 374, 478,
484, 489
Скоропад А. В. 774
Слесарчик К. Ф. 260
Слюсарь В. А. 820
Смаглиенко Т. Г. 77
Смирнов В. С. 601
Смолькин К. В. 219
Созинова М. В. 492
Соловьев В. Г. 799
Сопов Д. А. 56
Сотенко С. М. 412
Степанов А. Б. 297
Стурман В. И. 335
Стуров Д. Л. 762, 766
Сукачев В. Н. 753
Суравцев Р. В. 587
Сушко Я. Г. 498
Таиров Х. А. 503, 508
Тамбовцев Г. И. 592
Таран Ф. В. 564
Тарасов А. А. 724
Татаренков Д. А. 160
Тенигин А. А. 514
Терновая А. К. 18
Тимофеев В. С. 478
Тимченко В. И. 518
Типикин А. А. 523
Титов В. С. 779
Токмаков Д. Е. 109
Туманова Е. И. 185, 398
Тучкевич А. Н. 528
Удальцов А. В. 827
Украинский О. В. 13, 193, 207
Урванцев В. Г. 689
Урванцева Н. Л. 689
Уроков А. Д. 518
Ушкова И. Г. 464
Фазылов Д. А. 484
Федоров А. С. 443, 448
Федоров П. Н. 371
Федоров С. Л. 61, 77, 121, 133, 316, 415,
418, 498, 528
Филин В. А. 601, 604
Филиппов С. В. 5, 219, 330
Фисечко Н. С. 533
Фокин Г. А. 67, 71, 429, 464, 469, 503,
508, 537, 542
Ханин С. Д. 439, 799, 802
Хворенков В. В. 832
Хмыров С. С. 805
Хренов А. А. 180
Цветков Д. А. 176
Цветкова И. Ю. 283
Чабаева Е. А. 407
Чан Х. Н. 423

Чекалин А. А. **340**
Чернов И. Н. **518, 533**
Чернышов А. Г. **163**
Чернышова А. В. **356**
Чечкенов А. О. **347**
Чиков М. Ф. **109**
Чуднов А. М. **306, 779**
Чуркин С. В. **330**
Чурынина М. В. **288**
Шайхлеева Н. И. **156**
Шамсиев Б. Г. **701**

Шандровский А. С. **28**
Шанин А. М. **340, 347**
Шашкина А. С. **802**
Шведов С. Н. **260**
Швец А. И. **102**
Шушпанов Д. В. **620, 625, 710**
Щербатый П. Е. **548**
Элежбиев А. Р. **474**
Юрова В. А. **564, 696**
Яндиев А. А. **489**