



08 | 2026

ТЕХНОЛОГИИ КОГНИТИВНОГО РАДИО

МЕЖДУНАРОДНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

ВСЕМИРНЫЕ КОНФЕРЕНЦИИ
ПО РАЗВИТИЮ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ:
ОТ ДУБАЯ ДО БАНКУ

22

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

РАДИОЧАСТОТНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ
ТРУБНОЙ ПРОДУКЦИИ

50

ЭЛЕМЕНТЫ И СХЕМЫ

ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ БЕЗОТКАЗНОСТИ
ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ
ЗА ПОСЛЕДНИЕ 35 ЛЕТ

86

ISSN
0013-5777



МЕТРАНОМ

база данных перенесенных номеров

Переходи к любому оператору со своим любимым номером!

bdpn.ru

Преимущества портала **MeТpaHoм**

- **Онлайн-сравнение тарифных планов различных операторов**
Выбери лучший вариант, исходя из своих потребностей в минутах, SMS, Интернете
- **Карта зон покрытия сетями связи**
Узнай, у какого оператора в твоём регионе качество связи лучше
- **Сервис проверки номера**
Определи, к какому оператору связи и к какому региону относится номер

Условия перехода к другому оператору

1.

Вы являетесь владельцем номера, договор оформлен на ваше имя*



2.

Ваш номер** из того же региона, где осуществляется перенос



3.

Номер не заблокирован, на нем нет задолженности***



- ⚠ **Важно!**
- * Паспортные данные в договоре с мобильным оператором должны соответствовать текущим паспортным данным. Если у вас изменились паспортные данные, то перед подачей заявления обновите их у своего оператора
 - ** Ранее номер не переносился, или с момента последнего переноса прошло более 60 дней
 - *** Погасить текущую задолженность необходимо за 3 дня до фактического переноса номера

НАУКА

РАДИОСВЯЗЬ

- 2 Шелковников М.А., Терентьев С.В., Савельев М.А.**
Реализация технологий когнитивного радио за счёт автоматического адаптивного управления комплексами технических средств радиосвязи
- 11 Золотуев А.Д.**
Сравнительный анализ характеристик протоколов контролируемого доступа для антенн с различными направленными свойствами

МЕЖДУНАРОДНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

- 22 Столярова У.А., Конухова А.С., Плосский А.Ю.**
Эволюция ключевых приоритетов и трендов Всемирных конференций по развитию электросвязи: от Дубая до Баку

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- 33 Саенко И.Б., Иванцов Д.С.**
Генетический подход к повышению производительности распределённых хранилищ данных в телекоммуникационных системах

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

- 41 Ясинский С.А., Зюзин А.Н., Бойко А.П.**
Модифицированный алгоритм перераспределения длин волн в оптических сетях связи на основе метода раскраски графа
- 50 Шеремет Д.А., Носенко В.А., Силаев А.А.**
Разработка и экспериментальная апробация методики оценки надёжности радиочастотной идентификации трубной продукции

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

- 58 Зябриков С.Ю.**
Анализ и методы повышения помехоустойчивости широкополосных сигналов в декаметровом канале связи с учетом частотной дисперсии ионосферы
- 64 Толасова А.А., Саттарова А.И., Рюмшин К.Ю., Ключников В.Д., Иванкович М.В.**
Исследование возможностей применения последовательностей де Брёйна в C-ОChDM. Часть I

ЭЛЕМЕНТЫ И СХЕМЫ

- 78 Микенин А.Э., Пестряков А.В.**
Оценка влияния шумов компонентов на компенсационные свойства синтезатора частоты с дополнительной обратной связью по частоте
- 86 Костюк А.А., Полесский С.Н., Королёв П.С., Мырова Л.О.**
Развитие подходов к оценке безотказности электрорадиоизделий за последние 35 лет

CONTENTS

- 2 SHELKOVNIKOV M.A., TERENTIEV S.V., SAVELYEV M.A.**
The cognitive radio technologies implementation via automatic adaptive control of complexes of radiocommunication assets
- 11 ZOLOTUEV A.D.**
Comparative analysis of the characteristics of MAC protocols for antennas with different directional properties
- 22 STOLYAROVA U.A., KONUKHOVA A.S., PLOSKY A.Yu.**
Key priorities and trends evolution of the World Telecommunication Development Conferences: from Dubai to Baku
- 33 SAENKO I.B., IVANTSOV D.S.**
A genetic approach to improving the performance of distributed data storage in telecommunication systems
- 41 YASINSKII S.A., ZYUZIN A.N., BOYKO A.P.**
Modified algorithm for redistributing wavelengths of optical communication networks based on graph coloring method
- 50 SHEREMET D.A., NOSENKO V.A., SILAEV A.A.**
Development and experimental testing of a methodology for assessing the reliability of radio frequency identification of pipe products
- 58 ZYABRIKOV S.Yu.**
Analysis and methods for increasing the noise immunity of wideband signals in a decimeter communication channel taking into account of ionospheric frequency dispersion
- 64 TOLASOVA A.A., SATTAROVA A.I., RYUMSHIN K.Yu., KLYUCHNIKOV V.D., IVANKOVICH M.V.**
Investigation of using de Bruijn sequences possibility in C-OChDM. Part I
- 78 MIKENIN A.E., PESTRYAKOV A.V.**
Evaluation of the influence of component noise on the compensation properties of a frequency synthesizer with additional frequency feedback
- 86 KOSTYUK A.A., POLESKY S.N., KOROLEV P.S., MYROVA L.O.**
Development of approaches to assessing electrical and radio components reliability over the last 35 years

Редакционная коллегия:

- А.С. Бородин, к.т.н., к.п.н.
Е.Е. Володина, д.э.н.
В.В. Витязев, д.т.н.
В.А. Григорьев, д.т.н., (шеф-редактор)
В.А. Ефимушкин, к.ф.-м.н.
О.А. Иванов, к.воен.н.
С.В. Кизима, д.т.н.
Р.В. Киричек, д.т.н.
В.Б. Крейнделин, д.т.н.
А.Е. Кучерявый, д.т.н.
Е.А. Кучерявый, д.т.н.
- Д.А. Климов, к.т.н.
Н.А. Кузнецов, академик РАН
Н.В. Лемешко, д.т.н.
С.Л. Мишенков, к.э.н.
А.Г. Назейкин, к.э.н.
Н.П. Резникова, д.э.н.
Ю.М. Сподобаев, д.т.н.
В.А. Стрелец, к.т.н.
Б.Г. Хаиров, д.э.н.
Д.С. Чиров, д.т.н.
Б.М. Шабанов, чл.-корр. РАН

Генеральный директор: К.В. Фролов

Над номером работали:

Е.А. Волынкина, Л.О. Мырова, О.В. Дорошкевич

Дизайн и верстка: Е.О. Горожанкина, С.В. Сухарев

В соответствии с решением Президиума ВАК Минобрнауки России журнал «Электросвязь» включен в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук (vak.minobrnauki.gov.ru)

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-45919 от 22.07.2011

Адрес редакции: 105064, город Москва, ул. Казакова, д. 16а стр. 1.
Тел.: +7 (495) 645-0607
E-mail: info@elsv.ru
Сайт: www.elsv.ru
Телеграм: [electrosvyazmagazine](https://t.me/electrosvyazmagazine)



Учредители: Региональное содружество в области связи, Международная академия связи, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, ООО «Инфо-Электросвязь»

Сдано в набор 13.08.2026 Подписано в печать 28.08.2026

Печать офсетная. Формат 60 × 90 × 8.
Усл. кр.-отт. 364 800. Уч.-изд. л. 9,5. Усл. печ. л. 19.

Отпечатано в типографии ФГУП «ЦНИИХМ»
115487, Москва, ул. Нагатинская, д. 16А
Тел.: +7(968)906-40-87
E-mail: tipografia@cniihm.ru; www.cniihm.ru

Тираж 500 экз.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

© ООО «Инфо-Электросвязь». Подписные индексы по каталогам: «Пресса России» — 41411, «Урал-Пресс» — 41411

Реализация технологий когнитивного радио за счёт автоматического адаптивного управления комплексами технических средств радиосвязи

М.А. Шелковников, АО «Тамбовский завод «Октябрь», старший научный сотрудник, доцент, к.т.н.; mlse-u-71230@yandex.ru

С.В. Терентьев, ООО «Софтайм», заместитель директора департамента разработки радиосистемы, МГУ им. М.В. Ломоносова, доцент, к.т.н.; s.ter@mail.ru

М.А. Савельев, Тамбовский государственный университет им. Г.Р. Державина, кафедра теоретической и экспериментальной физики, доцент, к.т.н.; Michail.1111@yandex.ru

УДК 621.391.1, 519.2, 004.89

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.001

Аннотация. Современный этап развития систем радиосвязи во многом ориентирован на реализацию технологий когнитивного радио, которые позволяют построить радиосистемы с принципиально новыми качественными показателями. Функциональные возможности систем когнитивного радио предполагают использование для формирования каналов связи функционально и конструктивно взаимосвязанных радиосредств, объединяемых в составе комплексов технических средств радиосвязи с автоматическим адаптивным управлением. Техническую реализацию подобного управления целесообразно строить на основе программно-аппаратного комплекса с использованием агентно-ориентированного подхода. При этом процесс управления можно представить марковским процессом принятия решений с применением обучения с подкреплением, как вида машинного обучения в системах с искусственным интеллектом.

Ключевые слова: технологии когнитивного радио, система когнитивного радио, комплекс технических средств радиосвязи, автоматическое адаптивное управление, программно-аппаратный комплекс, искусственный интеллект, агентно-ориентированный подход, обучение с подкреплением, марковский процесс принятия решений.

Для цитирования: Шелковников, М.А. Реализация технологий когнитивного радио за счёт автоматического адаптивного управления комплексами технических средств радиосвязи / М.А. Шелковников, С.В. Терентьев, М.А. Савельев // Электро-связь. – 2026. – № 8. – С. 2-10.

ВВЕДЕНИЕ

Перспективы развития современных систем радиосвязи предполагают использование в них технологий когнитивного радио [1, 2]. Основываясь на данном Сектором радиосвязи Международного союза электросвязи определении системы когнитивного радио (СКР), можно считать, что ряд свойственных ей функций в той или иной степени уже реализуются в современных системах радиосвязи [3, 4]. В наибольшей степени это относится к системам, использующим различные варианты автоматизированного адаптивного ведения связи и многопараметрической адаптации. Однако в полном объёме функциональные возможности СКР в современных системах радиосвязи в настоящее время не используются. Это обусловлено тем, что в отличие от подобных систем в СКР предполагается комплексное решение задачи управления ресурсами радиосредств и адаптации к среде, в которой применяется система. При этом функция самообучения на основе результатов обеспечения радиосвязи в современных системах практически не реализуется.

В соответствии с резолюцией Сектора радиосвязи Международного союза электросвязи СКР не является службой радиосвязи, а представляет собой совокупность технологий [5]. Для реализации этих технологий необходимо использование комплексов технических средств радиосвязи (КТСР), обеспечивающих функциональные возможности СКР [3, 4]. Поскольку КТСР представляют собой совокупность конструктивно и функционально взаимосвязанных радиосредств, применяющихся для построения каналов связи в радиосетях и радионаправлениях систем радиосвязи, то их применение в СКР предполагает автоматическое адаптивное управление (ААУ) входящими в них радиосредствами. В целом система ААУ КТСР должна обеспечивать реализацию всех функций СКР, включая возможность самообучения с использованием полученных результатов [3, 4].

ОБОСНОВАНИЕ ПОДХОДА К ПОСТРОЕНИЮ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

При построении системы ААУ следует полагать, что управляемый ею КТСР может рассматриваться как

набор радиосредств, входящих, например, в состав аппаратных средств радиосвязи или базовых станций, на основе которых строятся системы фиксированной, подвижной и других служб радиосвязи.

В процессе реализации технологий когнитивного радио предполагается автоматическое управление радиосредствами из состава КТСР (приёмниками, передатчиками, антенными системами, коммутаторами и т.п.) с адаптацией к условиям связи (сигнально-помеховой обстановке, изменению параметров среды распространения радиоволн и технических характеристик радиосредств, правилам обеспечения связи и т.п.) и с использованием самообучения системы ААУ на основе получаемых результатов применения радиосредств в различных условиях обеспечения связи [3, 4].

Учитывая особенности реализации функций СКР, техническое исполнение систем ААУ КТСР когнитивного радио целесообразно строить на основе программно-аппаратного комплекса (ПАК) с применением агентно-ориентированного подхода в разработке систем с искусственным интеллектом (ИИ) [6]. Этот подход предполагает, что ААУ радиосредствами и системами из состава КТСР осуществляется интеллектуальным агентом (ИА), который может быть реализован как программный объект, обеспечивающий функциональные возможности СКР [6, 7].

Предполагается, что функционирование СКР обеспечивается за счёт ААУ как параметрами, так и составом используемых в КТСР радиосредств. Исходя из определения СКР в процессе ААУ должна реализовываться возможность *«динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей»* [3]. При этом используя *«знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и своём внутреннем состоянии»* в соответствии с критерием оптимальности решения задачи ААУ *«для достижения заранее поставленных целей»* должен обеспечиваться требуемый уровень качества связи и информационно-технической эффективности применения КТСР [3, 8].

Исходя из физических представлений о процессе ААУ КТСР в СКР следует, что переход к каждому последующему состоянию КТСР зависит только от его текущего состояния и не зависит от состояний, предшествующих текущему. Учитывая это обстоятельство, реализация алгоритмов ААУ в ИА может строиться на основе марковского процесса принятия решений (МППР), который в рассматриваемом случае может быть представлен как простая марковская цепь [9].

Моделирование на основе МППР процесса ААУ КТСР предполагает описание последовательности переходов между *образами технического состояния*

КТСР (далее — образами КТСР), представляемыми *кортежами технических параметров КТСР* (далее — кортежи параметров) [4].

В общем случае кортеж параметров, соответствующий образу КТСР, включает в себя набор функциональных признаков, задаваемых в соответствии с установившимися правилами обеспечения связи следующими основными группами параметров:

- устанавливающих режим работы КТСР (применение антенно-фидерных систем, передатчиков, приёмников и т.д.) для обеспечения необходимой мощности сигнала, исходя из уравнения радиопередачи, максимальной (или необходимой и достаточной) мощности сигнала в точке приёма при условии обеспечения электромагнитной совместимости используемых радиосредств, энергопотребления оборудования, эргономических и других требований;
- определяющих частотную, энергетическую и информационную эффективности формируемого на основе радиосредств КТСР канала связи (классы излучения и соответствующие им сигнально-кодовые конструкции исходя из видов модуляции (манипуляции) и кодирования, занимаемой полосы частот и скорости передачи информации).

Необходимость *«учиться на основе полученных результатов»* в СКР обуславливает целесообразность использования в алгоритмах ИА для выбора образа КТСР на основе МППР обучения с подкреплением (reinforcement learning, RL), как способа машинного обучения в системах с ИИ [3, 4, 9].

Целесообразность использования RL для реализации алгоритмов ИА в рамках задачи ААУ КТСР связано с тем, что оно:

- позволяет, основываясь на представлении МППР, объединить наиболее значимые для ААУ сведения о модели взаимодействия ИА с управляемой им средой, включающей в себя среду эксплуатации, географическую среду и внутреннее состояние КТСР, с учётом установившихся правил обеспечения связи [3, 4, 9];
- при обучении ИА не требует использования предварительно размеченных данных и анализа больших массивов данных для выявления закономерностей и структур в управляемой среде, как это требуется при обучении с учителем и без учителя соответственно [9].

Реализованный на основе МППР ИА в рамках RL должен обеспечивать необходимый (обычно максимально возможный) уровень полезности действий в процессе выбора образа КТСР, основываясь на решении уравнения оптимальности Беллмана относительно Q-функции (функции полезности действия) [9].

Предлагаемый подход позволяет с использованием необходимого и достаточного комплекса знаний на основе заданного критерия сформировать оптимальный кортеж параметров, определяющий образ КТСР и соответствующий этому образу набор управляющих воздействий, передаваемых в процессе ААУ на КТСР. При этом комплекс знаний должен формироваться на основе всех доступных априорных и апостериорных данных о параметрах сред эксплуатации и распространения радиоволн, техническом (внутреннем) состоянии КТСР, а также о правилах (протоколах) и алгоритмах обеспечения связи [3, 4].

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Решение задачи ААУ КТСР когнитивной радиосвязи предполагает реализацию на основе доступного комплекса знаний алгоритма ИА, позволяющего сформировать множество возможных, согласно условий связи, образов КТСР и выбрать из этого множества образ, соответствующий принятому критерию оптимальности ААУ. Справедливым будет полагать, что исходя из этого критерия алгоритм ИА должен обеспечить передачу максимально возможного объёма информации с необходимым качеством, основываясь на установившихся правилах (обеспечения связи) и внутреннем (техническом) состоянии КТСР [3, 4].

Таким образом, задача ААУ КТСР предполагает обеспечение в каждый i -й момент времени ($t = t_i$, $i = 0, 1, 2, \dots$) на интервале наблюдения T (например, интервале времени сеанса связи) наступления некоторого события Λ , состоящего в обеспечении связи с заданным уровнем достоверности и своевременной передачей сообщений при условии применения некоторого образа КТСР v_{m_i} , выбранного из сформированного в соответствии с знаниями «об установившихся правилах и своём внутреннем состоянии» множества подобных образов Υ_i [3, 4]

$$v_{m_i} \in \Upsilon_i, \quad \Upsilon_i = \{v_{m_i}\}, \quad m_i = 1, |\Upsilon_i|, \quad (1)$$

где $|\Upsilon_i|$ — мощность множества образов КТСР Υ_i .

Вероятность наступления события Λ в i -й момент времени при выборе образа КТСР v_{m_i} может рассматриваться как условная вероятность $P(\Lambda/v_{m_i})$, которая является функцией правдоподобия события Λ при выборе v_{m_i} и может быть определена как произведение вероятностей [8]

$$P(\Lambda/v_{m_i}) = P_{\text{св.}}(v_{m_i}) P_{\text{пер.}}(v_{m_i}), \quad (2)$$

в котором при условии выбора образа КТСР v_{m_i} представлены: $P_{\text{св.}}(v_{m_i})$ — вероятность обеспечения связи с заданной достоверностью передачи сообщений; $P_{\text{пер.}}(v_{m_i})$ — вероятность своевременной переда-

чи сообщений при условии обеспечения связи с заданной достоверностью.

Вероятности $P_{\text{св.}}(v_{m_i})$ и $P_{\text{пер.}}(v_{m_i})$ в (2) определяются в соответствии с изложенной в [8] методикой, исходя из известных выражений для вероятностей ошибки в канальном и информационном битах и предполагаемых значений отношений сигнал/шум и/или сигнал/помеха (ОСШ и/или ОСП), скорости передачи информации и характеристик используемых каналов связи [10–12].

Основываясь на теореме Байеса апостериорная вероятность применения образа КТСР v_{m_i} при наступлении события Λ в i -й момент времени представляется в виде

$$P(v_{m_i}/\Lambda) = \frac{P(v_{m_i})P(\Lambda/v_{m_i})}{P(\Lambda)}, \quad (3)$$

где $P(v_{m_i})$ — априорная вероятность выбора образа КТСР v_{m_i} , которая, основываясь на физическом смысле выбора образа КТСР v_{m_i} , как события входящего в полную группу несовместных равновероятных событий, которая составляет полную группу, представляемую множеством Υ_i в (1), может быть определена как

$$P(v_{m_i}) = \frac{1}{|\Upsilon_i|}; \quad (4)$$

$P(\Lambda)$ — вероятность обеспечения связи, или полная вероятность события Λ при использовании образов КТСР из множества Υ_i , определяемая выражением

$$P(\Lambda) = \sum_{m_i=1}^{|\Upsilon_i|} P(v_{m_i})P(\Lambda/v_{m_i}). \quad (5)$$

На основе сравнения апостериорных вероятностей (3) для всех образов КТСР из множества Υ_i , можно реализовать оптимальный выбор образа КТСР в соответствии с критерием максимума апостериорной вероятности, который в рассматриваемом случае, с учётом определения (4), совпадает с выбором по критерию максимального правдоподобия. Однако в рамках задачи ААУ данный выбор образа КТСР не обеспечивает передачу максимального объёма информации, поскольку он предполагает выбор с максимальным качеством связи, соответствующим, как правило, минимальным значениям скорости передачи информации.

Принимая во внимание основные приоритеты функционирования систем связи, в том числе и СКР, справедливым будет полагать, что для оптимизации ААУ КТСР целесообразно использование критерия, который ориентирован на обеспечение передачи по каналам связи, построенным на основе радиосредств КТСР, как можно большего объёма информации с качеством не ниже требуемого по условиям обеспечения связи.

Подобный критерий может быть основан на предложенной в [8] методике оценки средней информа-

ционной эффективности применения КТСР. В соответствии с таким критерием в процессе ААУ должен обеспечиваться выбор образов КТСР, позволяющих получить максимальную среднюю информационную эффективность построенных каналов связи при условии обеспечения качества связи не ниже заданного уровня, согласно установившимся правилам обеспечения связи [3, 4]. При этом средняя информационная эффективность сформированного на основе образа КТСР v_{m_i} канала связи представляется как [8]

$$\eta(v_{m_i}) = \eta(v_{m_i}) P(\Lambda/v_{m_i}), \quad (6)$$

где $\eta(v_{m_i})$ – информационная эффективность реализованного на основе образа КТСР v_{m_i} канала связи.

ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Основываясь на представлении процесса ААУ КТСР как МППР, можно полагать, что в качестве такого процесса целесообразно принять простую цепь Маркова. Это позволяет описать взаимосвязи образов КТСР при обеспечении связи, т.е. при наступлении события Λ . Состояния этой марковской цепи могут быть определены апостериорными вероятностями применения образов КТСР (3), а их количество на интервале наблюдения T в дискретные моменты времени $t = t_i$ можно представить как постоянную величину

$$P_{ps}(v_{m_i}) = P(v_{m_i}/\Lambda), \quad |\Upsilon_i| = N = \text{const}. \quad (7)$$

В рассматриваемом случае вектор-столбец и матрицу вероятностей переходов марковской цепи, относительно выбора образов КТСР, на интервале наблюдения с учётом представления (7) в общем виде можно определить как [13]

$$\begin{aligned} P_i &= [P(v_{m_i}/\Lambda)] = [P_{ps}(v_{m_i})] = [P\{v_{m_i}\}], \\ \Pi_{j,i} &= [\pi_{j,i}(v_{m_i}/v_{n_j}, \Lambda)] = [P\{v_{m_i}/v_{n_j}\}], \end{aligned} \quad (8)$$

где $\pi_{j,i}(v_{m_i}/v_{n_j}, \Lambda)$ – условные вероятности переходов от образа к образу КТСР при обеспечении связи (событие Λ); $m_i, n_j = \overline{1, N}$; $N = |\Upsilon_i| = |\Upsilon_j| = \text{const}$; j и $i = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq j \leq i$; m_i и n_j – номера образов КТСР в i -й и j -й моменты ($t = t_i$ и $t = t_j, t_i \neq t_j$).

Из выражений (3)–(5) следует, что вероятности в (8) неотрицательны и удовлетворяют условию нормировки [13]

$$\begin{aligned} P(v_{m_i}/\Lambda) &> 0, \quad \sum_{m_i=1}^{N=|\Upsilon_i|} P(v_{m_i}/\Lambda) = 1, \\ \pi_{j,i}(v_{m_i}/v_{n_j}, \Lambda) &\geq 0, \quad \sum_{m_i=1}^{N=|\Upsilon_i|} \pi_{j,i}(v_{m_i}/v_{n_j}, \Lambda) = 1. \end{aligned}$$

Для вероятностей (8), исходя из правил полной вероятности, уравнения Маркова для представляющей МППР цепи времени на интервале наблюдения T для i -го и j -го моментов времени можно записать в виде [13]:

$$P_i = \Pi_{j,i}^T P_j, \quad j \text{ и } i = 0, 1, 2, \dots, \quad 0 \leq j \leq i; \quad (9)$$

$$\Pi_{j,i} = \Pi_{j,h} \Pi_{h,i}, \quad \Pi_{j,i} = \prod_{h=0}^{i-j-1} \Pi_{j+h, j+h+1}, \quad (10)$$

где $0 \leq j < h < i$.

Компоненты векторов вероятностей P_i и P_j для i -го и j -го моментов времени определяются как (3) с учётом (4) и (5) и вычисления вероятностей (2), значения которых рассчитываются исходя из совокупности комплекса априорных знаний о среде эксплуатации, географической среде, внутреннем (техническом) состоянии и возможных образах КТСР. Вычисления в рамках формирования этого комплекса априорных знаний могут быть произведены на основе ранее разработанных методик, а также алгоритмов расчётов эффективности систем связи и радиолиний, приведённых в [8, 10–12].

Компоненты матрицы условных вероятностей перехода $\Pi_{j,i}$ могут быть вычислены исходя из решения уравнения (9) при определённых компонентах векторов P_i и P_j с учётом выполнения условия

$$Y_i = Y_j \iff Y_i \subseteq Y_j \text{ и } Y_j \subseteq Y_i, \quad (11)$$

которое имеет место в процессе принятия решения об использовании того или иного образа КТСР на интервале наблюдения T при следующих неизменных условиях: установившиеся правила ведения связи; внутреннее (техническое) состояние КТСР; состав радиосредств КТСР.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

В ходе управления выбором образов КТСР на основе МППР в ИА предполагается реализация обучения с подкреплением (RL). Это позволяет при условии (11) на основе уравнений (9) и (10) реализовать экстраполяцию параметров ААУ КТСР, т.е. получить возможные *траектории управления*, определяющие последовательность выбора образов КТСР на интервале наблюдения T . При этом предполагается оценка полезности действий по выбору образов КТСР на траекториях управления исходя из приобретаемых по результатам этих действий *вознаграждений* [9].

С учётом принятого интегрального критерия оптимизации решения задачи ААУ КТСР при RL на основе МППР предполагается, что:

- *траектории управления* должны включать в себя выбор только тех образов КТСР, которые обеспечивают требуемое качество связи, т.е. вероятности $P_{св.}(v_{m_i})$ и $P_{пер.}(v_{m_i})$ в (2) для этих об-

разов КТСР должны быть не ниже заданного уровня [8];

- в качестве *вознаграждения*, получаемого за действия в процессе выбора образов КТСР, предполагается использование определяемой как (6) средней информационной эффективности [8, 9]

$$r_i(s_{v_{m_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}}) = \overline{\eta(v_{m_i})}, \quad (12)$$

где $s_{v_{m_i}}$ – состояние управляемой ИА среды как совокупности среды эксплуатации, географической среды и внутреннего (технического) состояния КТСР при выборе образа КТСР v_{m_i} ; $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$ – инициируемое ИА действие по переходу от образа КТСР v_{n_i} к образу КТСР v_{m_i} .

При выборе образов КТСР в условиях прогнозирования параметров управляемой ИА среды (в частности, значений параметров линии связи и технических характеристик используемых радиосредств) на интервале наблюдения T получаемые посредством МППР траектории управления τ в i -й момент времени могут быть определены на последующем за ним некотором временном интервале Δt :

$$[t_i, (t_i + \Delta t)] \subset T. \quad (13)$$

Получение максимального вознаграждения на определяемом как (13) интервале Δt предполагает реализацию стратегии так называемого «жадного» выбора траекторий управления, которая представляется описываемым выражениями (9) и (10) МППР [9]. Подобная стратегия направлена на получение максимально возможного вознаграждения (12) при каждом выборе ИА образа КТСР в процессе ААУ, т.е. максимально возможной средней информационной эффективности канала связи, каждым из выбранных образов КТСР при условии обеспечения необходимого качества связи.

Максимальное вознаграждение по выбираемой в соответствии со стратегией π_τ траектории управления τ описывается оценочной Q-функцией, представляющей полезность некоторого действия $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$ в i -й момент времени, соответствующий началу следующей за ним траектории τ [9].

При «жадном» выборе, в соответствии с принципом оптимальности Беллмана, действие $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$ из состояния $s_{v_{n_i}}$, исходя из стратегии π_τ^* , является оптимальным при достижении максимума Q-функции [9]

$$\pi_\tau^*(s_{v_{n_i}}) = \arg \max_{a_{v_{m_i}/v_{n_i}}} [Q^*(s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}})], \quad (14)$$

где $\arg \max_{a_{v_{m_i}/v_{n_i}}} [\cdot]$ – определение аргумента при максимальном значении Q-функции; $Q^*(s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}})$ – максимальное вознаграждение, которое в среднем

можно набрать после выбора действия $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$ из состояния $s_{v_{n_i}}$.

Если максимум в (14) достигается при нескольких действиях по выбору образа КТСР (переходах, подобных действию $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$), то можно выбрать любое из них.

При выборе стратегии π_τ^* необходимо для всех возможных действий и траекторий управления вычислить значения Q-функции, которые можно получить из решения уравнения оптимальности Беллмана, представляемого в виде [9]

$$Q^*(s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}}) = r_i(s_{v_{m_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}}) + \gamma M_{s_{v_{k(i+1)}} \sim P(s_{v_{k(i+1)}}/s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}})} \times \left\{ \max_{a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}}} [Q^*(s_{v_{k(i+1)}}, a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}})] \right\}, \quad (15)$$

где γ – коэффициент дисконтирования *вознаграждения* за действия в зависимости от удалённости от i -го момента времени, значения которого определяются как $0 \leq \gamma \leq 1$, поскольку действия в текущий и ближайшие моменты более значимы [9]; $M_{s_{v_{k(i+1)}} \sim P(s_{v_{k(i+1)}}/s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}})} \{ \cdot \}$ – операция опреде-

ления математического ожидания по распределению состояния среды $s_{v_{k(i+1)}}$ в $(i+1)$ -й момент, определяемому исходя из уравнений (9) и (10) после перехода в состояние $s_{v_{m_i}}$ при выборе действия $a_{v_{m_i}/v_{n_i}}$ из состояния $s_{v_{n_i}}$ в i -й момент; $\max_{a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}}} [\cdot]$ – функция определения максимума при действии $a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}}$; $Q^*(s_{v_{k(i+1)}}, a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}})$ – значение максимума Q-функции в состоянии $s_{v_{k(i+1)}}$ при действии $a_{v_{k(i+1)}/v_{m(i+1)}}$ в $(i+1)$ -й момент.

Учитывая количество образов КТСР и соответствующих им состояний управляемой посредством ИА среды, необходимо решать нелинейную систему уравнений вида (15). У этой системы есть единственное решение, определяемое методом простой итерации [9]. Процедура, реализуемая на основе метода простой итерации, позволяет вычислить истинное значение $Q^*(s_{v_{n_i}}, a_{v_{m_i}/v_{n_i}})$, на основе которого согласно (14) определяется оптимальная стратегия π_τ^* и соответствующая ей траектория управления τ как последовательность выбора образов КТСР.

Для решения уравнения оптимальности Беллмана методом простой итерации необходимо выполнение двух основных условий:

1. Обеспечение возможности хранения текущих приближений Q-функции в памяти вычислительного устройства для множеств всех состояний и действий.

2. Возможность выполнения расчёта правой части уравнения (15) при реализации процедуры определения математического ожидания.

В рамках задачи ААУ КТСР КВ радиосвязи эти условия вполне могут быть реализованы, поскольку количество образов КТСР и соответствующих им состояний управляемой ИА среды ограничено некоторым конечным числом N . Реализация второго условия предполагает решение уравнения (9) относительно матрицы $\Pi_{j,i}$ для моментов времени t_i и $t_{(i+1)}$, соотносящихся с приведёнными в (8)–(11) индексами как $t_i \Leftrightarrow j$, $t_{(i+1)} \Leftrightarrow i$.

В случае если набор исходных априорных данных не позволяет получить комплекс знаний, адекватно отражающий состояние управляемой ИА среды, то решение уравнения оптимальности Беллмана методом простой итерации может быть получено на основе метода Монте-Карло [9]. При этом не рассматривается траектория τ действий по смене образов КТСР, а делается один шаг от t_i к $t_{(i+1)}$ и выбирается действие, приводящее к наилучшей комбинации вознаграждения и следующего состояния.

Основываясь на используемом в [8] подходе к оценке качества связи и эффективности применения комплексов радиосвязи с учётом реализации RL обобщённую структуру алгоритма выбора образа КТСР в некоторый i -й момент времени можно представить в виде, приведённом на рис. 1.

Структура алгоритма на рис. 1 основана на следующих основных группах структурных элементов:

1. Группа представления данных (используемых для формирования комплекса знаний, необходимых в процессе выбора образа КТСР).

2. Группа формирования комплекса знаний (используемых в процессе выбора образа КТСР).

3. Группа выбора ИА образа КТСР, обеспечивающая решение

системы уравнений оптимальности Беллмана, определение оптимальной стратегии смены образов КТСР и выбор образа КТСР.

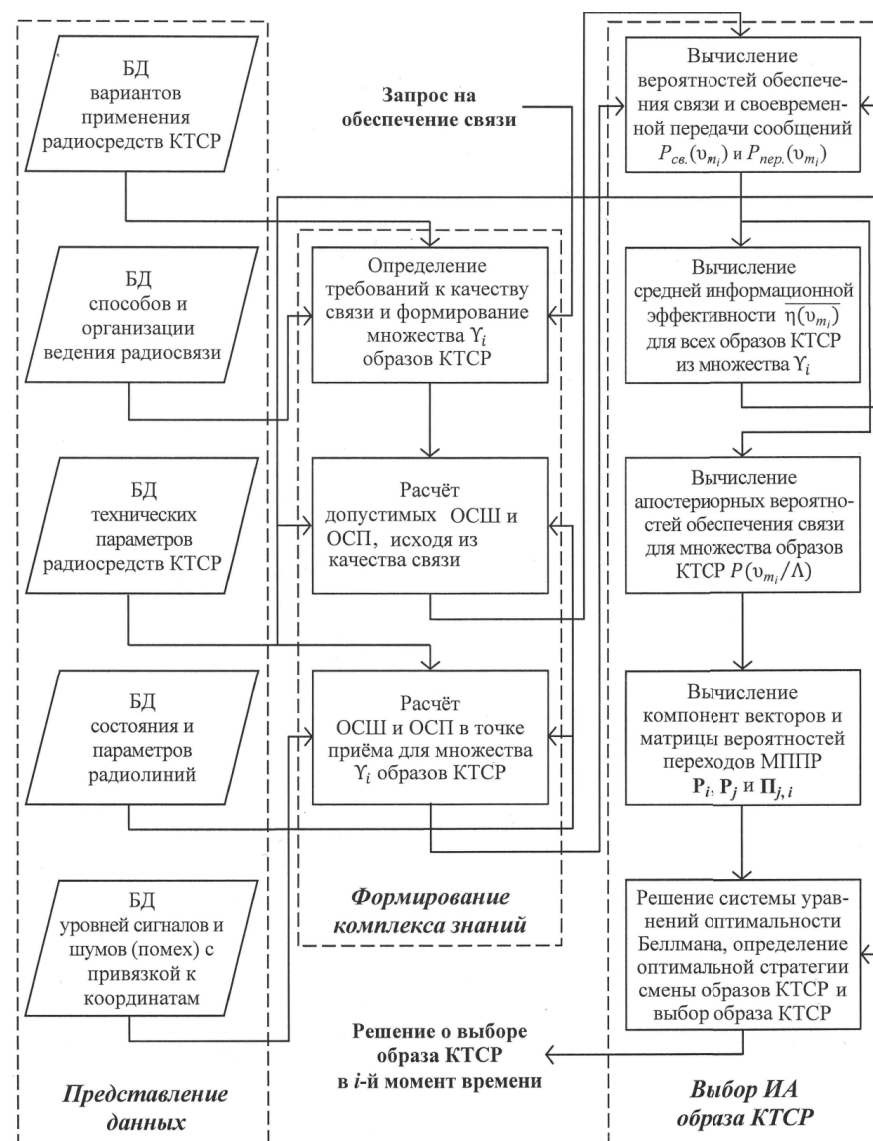
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Оценку эффективности решения задачи ААУ КТСР можно произвести на основе подхода, применявшегося в рамках оценки качества связи и средней информационной эффективности систем радиосвязи при групповом методе использования частот [14, 15]. Обобщение данного подхода основано на представлении кортежа параметров, соответствующего образу КТСР, как набора, в котором перестраиваемая рабочая частота, как в случае группового использования частот, является одним из параметров управления.

В общем случае в процессе ААУ при использовании КТСР в сетях или радионаправлениях на основе N образов КТСР могут быть построены K каналов связи при условии обеспечения в каждом из них качества передачи сообщений с вероятностью обеспечения связи не

Рисунок 1

Обобщённая структура алгоритма выбора образа КТСР



ниже некоторого значения $P_{\text{св.}}$. При этом возможны два события в ходе применения КТСР, при которых из N образов КТСР для построения K радиоканалов с заданным уровнем качества связи могут быть использованы:

- K и более образов КТСР (т.е. $l=K, (K+1), (K+2), \dots, N$ образов КТСР);
- не более чем $(K-1)$ образов КТСР (т.е. $m=0, 1, 2, \dots, (K-1)$ образов КТСР).

Основываясь на биномиальном законе распределения вероятностей для этих событий вероятности обеспечения связи в каждом из K каналов связи при использовании N образов КТСР могут быть представлены выражениями [14, 15]

$$P_{\text{св.}, N, K} = P_{1\text{св.}, N, K} + P_{2\text{св.}, N, K} = \left[1 - \sum_{i=0}^{K-1} C_N^i P_{\text{св.}}^i (1 - P_{\text{св.}})^{N-i} \frac{K-i}{K} \right] \frac{\kappa}{\kappa+1}. \quad (16)$$

где C_N^l и C_N^m – количество сочетаний из N по l и из N по m соответственно; $\kappa = \bar{\tau}_p / \bar{\tau}_n$ – соотношение средних временных интервалов работы канала связи с использованием выбранного образа КТСР $\bar{\tau}_p$ и перехода (перестройки) на другой образ КТСР $\bar{\tau}_n$ для обеспечения работы канала связи.

Вероятность обеспечения связи в каждом из K каналов связи, построенных на основе N образов КТСР с учётом представлений (16), и условия нормировки биномиального распределения можно определить как [15]

$$P_{\text{св.}, N, K} = P_{1\text{св.}, N, K} + P_{2\text{св.}, N, K} = \left[1 - \sum_{i=0}^{K-1} C_N^i P_{\text{св.}}^i (1 - P_{\text{св.}})^{N-i} \frac{K-i}{K} \right] \frac{\kappa}{\kappa+1}. \quad (17)$$

Из выражения (17) следует, что:

– нижняя граница значений вероятности $P_{\text{св.}, N, K}$ задаётся минимально необходимой вероятностью $P_{\text{св.}}$ (реальные значения вероятностей $P_{\text{св.}}$ в каналах связи могут быть больше, соответственно, больше будет и вероятность $P_{\text{св.}, N, K}$);

– верхняя граница максимально возможных значений вероятности $P_{\text{св.}, N, K}$ ограничивается соотношением $\kappa = \bar{\tau}_p / \bar{\tau}_n$ (это соотношение определяется техническими возможностями КТСР по минимизации $\bar{\tau}_n$ и увеличению $\bar{\tau}_p$)

$$P_{\text{св.}, N, K} \leq \frac{\kappa}{\kappa+1}. \quad (18)$$

Из условия (18) следует, что, например, для получения в формируемых посредством радиосредств из состава КТСР каналах связи достаточно высокого, исходя из практического применения, значения вероятности обеспечения связи на уровне не менее 0,95 необходимо, чтобы соотношение $\kappa = \bar{\tau}_p / \bar{\tau}_n$ было более 19.

На рис. 2 представлены зависимости значений вероятности обеспечения связи в каждом из K каналов связи, построенных на основе N образов КТСР, от определяемой согласно «установившихся правил» вероятности обеспечения связи не ниже некоторого значения $P_{\text{св.}}$ при $\kappa=19$ и различных значениях K и N .

Приведённые на рис. 2 зависимости свидетельствуют о том, что с увеличением количества образов КТСР N вероятность обеспечения связи в каждом из построенных на их основе K каналов связи $P_{\text{св.}, N, K}$ значительно возрастает даже при минимальных значениях вероятности $P_{\text{св.}}$. Исключения составляют условия, при которых количество образов КТСР равно количеству реализуемых на их основе каналов связи

Рисунок 2

Зависимость вероятности обеспечения связи в построенных на основе N образов КТСР K каналах связи

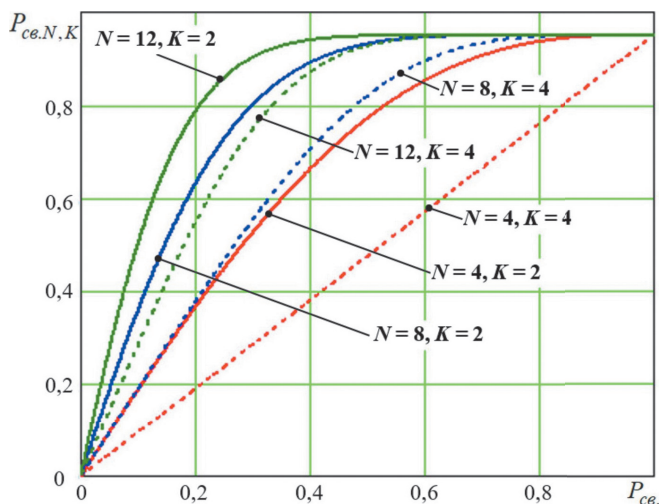
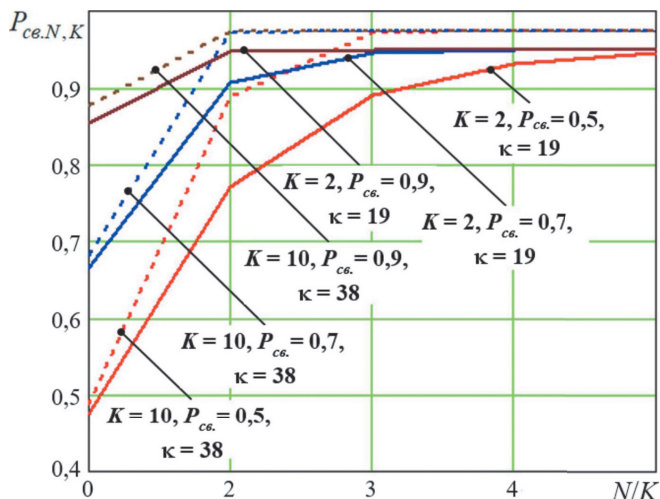


Рисунок 3

Зависимость вероятности обеспечения связи в построенных на основе N образов КТСР K каналах связи от отношения их количества N/K



(на рис. 2 это зависимость при $N=4$ и $K=4$ (красная пунктирная линия)). В этом случае значения $P_{св.,N,K}$ несколько меньше значений $P_{св.}$, поскольку проявляется влияние затрат временного ресурса в ходе перестройки между образами КТСР при построении каналов связи. Эти затраты зависят от значения соотношения $\kappa = \bar{\tau}_p / \bar{\tau}_n$, в котором величина интервала $\bar{\tau}_n$ не может быть бесконечно малой [15].

Оценить потенциальные возможности обеспечения качественной связи в реализуемых на основе образов КТСР каналах связи можно исходя из приведённых на рис. 3 зависимостей вероятности $P_{св.,N,K}$ от отношения N/K при значениях $\kappa=19$ и $\kappa=38$. Полученные зависимости свидетельствуют о том, что в случае физически обоснованных значений вероятности $P_{св.}$, равных 0,7 и 0,9, потенциально достижимые значения вероятности $P_{св.,N,K}$ обеспечиваются уже при трехкратном превышении количества потенциально используемых образов КТСР относительно количества реализуемых на их основе каналов связи.

Приведённые на рис. 2 и 3 зависимости показывают, что максимальные значения вероятности обеспечения связи в каждом из построенных на основе образов КТСР каналов связи определяются условием (18). В целом эти зависимости свидетельствуют о ши-

роких потенциальных возможностях повышения эффективности систем радиосвязи за счёт реализации ААУ, в процессе которого на основе образов КТСР строятся радиоканалы с заданным уровнем качества связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый вариант реализации технологий когнитивного радио за счёт автоматического адаптивного управления комплексов технических средств радиосвязи позволяет с использованием агентно-ориентированного подхода, предполагающего построение интеллектуального агента на основе марковского процесса принятия решений и обучения с подкреплением, обеспечить все функциональные возможности систем когнитивного радио, в том числе и возможность самообучения на основе получаемых в процессе ведения связи результатов. Проведённая оценка эффективности предложенного варианта реализации технологий когнитивного радио показывает, что автоматическое адаптивное управление позволяет значительно повысить эффективность применения комплексов технических средств радиосвязи, в том числе на основе принципа «включил и забыл», т.е. без привлечения высококвалифицированного персонала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мирошникова, Н.Е.** Обзор систем когнитивного радио / Н.Е. Мирошникова // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – № 9. – С. 108-111.
2. **Бородин, А.С.** Искусственный интеллект в сетях связи пятого и последующих поколений / А.С. Бородин, А.Н. Волков, А.С. Мутханна, А.Е. Кучерявый // Электро-связь. – 2021. – № 1. – С. 17-22.
3. Отчёт МСЭ-R SM.2152 (09/2009). Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS).
4. **Головской, В.А.** Математическая модель функционирования когнитивной радиосистемы / В.А. Головской // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 3.
5. Резолюция МСЭ-R 58-1. Исследования, касающиеся реализации и использования систем когнитивного радио. – МСЭ, 2012. – 2 с.
6. **Ватьян, А.С.** Системы искусственного интеллекта / А.С. Ватьян, Н.Ф. Гусарова, Н.В. Добренко. – СПб.: Университет ИТМО, 2022. – 186 с.
7. ГОСТ Р 59277-2020. Системы искусственного интеллекта. Классификация систем искусственного интеллекта.
8. **Дидрих, В.Е.** Методика комплексной оценки эффективности применения комплексов технических средств радиосвязи / В.Е. Дидрих, М.А. Шелковников, С.В. Овсянников // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2024. – № 29. – С. 103-117.
9. **Саттон, Р.С.** Обучение с подкреплением / Р.С. Саттон, Э.Дж. Барто: Пер. с англ. – Изд. 2-е. – М.: ДМК Пресс, 2020. – 552 с.
10. **Зюко, А.Г.** Теория электрической связи: учебник для вузов; под ред. Д.Д. Кловского / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.
11. **Скляр, Б.** Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр: пер. с англ. – Изд. 2-е. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
12. **Григорьев, В.А.** Сети и системы радиодоступа / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко, Ю.А. Распаев. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
13. **Тихонов, В.И.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учебное пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
14. **Ермаков, Е.К.** Авиационные системы связи: учебник. Часть II. Системы и средства связи / Е.К. Ермаков. – Монино: ВВА им. Ю.А. Гагарина, 1992. – 284 с.
15. **Дидрих, В.Е.** Оценка средней информационной эффективности декаметровых систем связи в режиме частотно-адаптивной радиолинии / В.Е. Дидрих, М.А. Шелковников, Д.С. Юдаков, С.В. Митрофанова // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2024. – № 32. – С. 258-271.

Получено 16.06.2026;
принято к печати 19.06.2026

The cognitive radio technologies implementation via automatic adaptive control of complexes of radiocommunication assets
M.A. Shelkovnikov, JSC Tambov company Oktyabr, strategic development department, senior researcher, associate professor, Ph.D.; mlse-u-71230@yandex.ru

S.V. Terentiev, LLC Softtime, deputy director of the radio system development department, Lomonosov Moscow State University, associate professor, Ph.D.; s.ter@mail.ru

M.A. Savelyev, Tambov State University named after G.R. Derzhavin, department of theoretical and experimental physics, associate professor, Ph.D.; Michail.1111@yandex.ru

Abstract. The current stage in the development of radio communication systems is largely focused on the implementation of cognitive radio technologies that make it possible to build radio systems with fundamentally new qualitative indicators. The functional capabilities of cognitive radio systems involve the use of functionally and structurally interconnected radio equipment combined as part of complexes of radiocommunication assets with automatic adaptive control to form communication channels. It is advisable to build the technical implementation of such management on the basis of a software and hardware complex using an agent-based approach. At the same time, the management process can be represented by a Markov decision-making process using reinforcement learning as a type of machine learning in artificial intelligence systems.

Keywords: cognitive radio technologies, cognitive radio system, complexes of radiocommunication assets, automatic adaptive control, software and hardware complex, artificial intelligence, agent-based approach, reinforcement learning, Markov decision process.

For citation: Shelkovnikov, M.A. The cognitive radio technologies implementation via automatic adaptive control of complexes of radiocommunication assets / M.A. Shelkovnikov, S.V. Terentiev, M.A. Savelyev // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 2-10. (in russian)

REFERENCES

1. **Miroshnikova, N.E.** Review of cognitive radio systems / N.E. Miroshnikova // *T-Comm: Telecommunications and Transport*. – 2013. – № 9. – P. 108-111. (in russian)
2. **Borodin, A.S.** Artificial intelligence for communication networks / A.N. Volkov, A.S. Mutkhanna, A.E. Kucheryavy // *Electrosvyaz*. – 2021. – № 1. – P. 17-22. (in russian)
3. Report ITU-R SM.2152 (09/2009). Definitions of a programmable parameter radio communication system (SDR) and a cognitive radio system (CRS). (in russian)
4. **Golovskoy, V.A.** Mathematical model of cognitive radio system functioning / V.A. Golovskoy // *Journal of Radio Electronics*. – 2024. – № 3. (in russian)
5. Resolution ITU-R 58-1. Research on the implementation and use of cognitive radio systems. – ITU, 2012. – 2 p. (in russian)
6. **Vatian, A.S.** Artificial intelligence systems / A.S. Vatian, N.F. Gusarova, N.V. Dobrenko. – St. Petersburg: ITMO University, 2022. – 186 p. (in russian)
7. GOST R 59277-2020. Artificial intelligence systems. Classification of artificial intelligence systems. (in russian)
8. **Didrikh, V.E.** Methodology of complex assessment of effectiveness of application of complexes of technical means of radio communication / V.E. Didrikh, M.A. Shelkovnikov, S.V. Ovsyannikov // *Aerospace forces. Theory and practice*. – 2024. – № 29. – P. 103-117. (in russian)
9. **Sutton, R.S.** Reinforcement learning / R.S. Sutton, E.J. Barto: translated from English. – 2nd edition. – Moscow: DMK Press, 2020. – 552 p. (in russian)
10. **Zyuko, A.G.** Theory of electrical communication: textbook for universities; edited by D.D. Klovsky / A.G. Zyuko, D.D. Klovsky, V.I. Korzhik, M.V. Nazarov. – Moscow: Radio and Communications, 1998. – 432 p. (in russian)
11. **Sklyar, B.** Digital communication: theoretical foundations and practical application / B. Sklyar: translated from English. – 2nd edition. – Moscow: Williams Publishing House, 2003 – 1104 p. (in russian)
12. **Grigoriev, V.A.** Networks and radio access systems / V.A. Grigoriev, O.I. Lagutenko, Yu.A. Raspaev. – Moscow: Eco-Trends, 2005. – 384 p. (in russian)
13. **Tikhonov, V.I.** Statistical analysis and synthesis of radio engineering devices and systems: a textbook for universities / V.I. Tikhonov, V.N. Kharisov. – Moscow: Radio and Communications, 1991. – 608 p. (in russian)
14. **Ermakov, E.K.** Aviation communication systems: textbook. Part II. Systems and means of communication / E.K. Ermakov. – Monino: VVA named after Yu.A. Gagarin, 1992. – 284 p. (in russian)
15. **Diedrich, V.E.** Evaluation of the average information efficiency of decimeter communication systems in the mode of frequency-adaptive radio link / V.E. Diedrich, M.A. Shelkovnikov, D.S. Yudakov, S.V. Mitrofanova // *Aerospace forces. Theory and practice*. – 2024. – № 32. – P. 258-271. (in russian)

Сравнительный анализ характеристик протоколов контролируемого доступа для антенн с различными направленными свойствами

А.Д. Золотуев, независимый исследователь; andrew.gold@mail.ru

УДК 004.728

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.002

Аннотация. В статье проводится сравнение протоколов контролируемого доступа, а именно известного протокола с централизованной архитектурой, и его разновидностей, ориентированных для работы с направленными антеннами, предложенными в данной работе в концептуальном виде. Проводится анализ вероятностно-временных характеристик протоколов, полученных с помощью аналитической модели, а также статистического моделирования. Полученные результаты могут быть использованы при разработке современных систем широкополосной связи для труднодоступных, удалённых и малонаселённых территорий.

Ключевые слова: протокол контролируемого доступа, направленные антенны, вероятностно-временные характеристики, ВВХ, широкополосная связь, труднодоступные территории.

Для цитирования: Золотуев, А.Д. Сравнительный анализ характеристик протоколов контролируемого доступа для антенн с различными направленными свойствами / А.Д. Золотуев // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 11-21.

ВВЕДЕНИЕ

Зачастую, протоколы множественного доступа (medium access control, MAC) рассматриваются в контексте построения систем связи, использующих всенаправленную антенну, и не предусматривают случай с динамическим изменением направленности антенны с целью улучшения энергетических характеристик канала связи, а также использования более высоких частотных диапазонов. При использовании же направленной антенны, например в системах с временным разделением канала (Time Division Multiple Access, TDMA), возникает необходимость изменения существующих или разработки совершенно новых MAC-протоколов [1]. Важно отметить, что характеристики протоколов с всенаправленной антенной не деградируют при передаче широкоэмитерного (broadcast) и многоадресного (multicast) трафика. При использовании же направленной антенны при наличии нескольких географически распределённых адресатов у одного и того же пакета возможна значительная деградация характеристик MAC по причине избыточной передачи информации, которая перегружает канал множественного доступа. Если же MAC-протокол имеет не самую высокую производительность, то наряду с повторными передачами многоадресных пакетов происходит значительная деградация характеристик. С целью понимания возможностей таких систем в данной работе концептуально (рассматриваются только математические модели и некоторые механизмы) предлагаются и исследуются два новых протокола множественного доступа для сетей с централизованной архитектурой, адаптированных для

работы с направленной антенной, которые являются производными от протокола для сетей ИНФРА [2, 3], ориентированного для работы с всенаправленной антенной. По причине значительного сходства этих протоколов важно отметить, что отдельным направлением развития протокола для сетей ИНФРА, является, наверное, более известный в научных кругах протокол для сетей с распределённой архитектурой MFMAC [4, 5].

MAC С НАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННОЙ

Исследуемые в данной работе архитектурные особенности беспроводных сетей тесно связаны с проблемами, описанными в работе [6], когда для повышения рентабельности сети требуется увеличение зоны покрытия и повышение её пропускной способности. Естественным способом решения подобных задач может быть использование направленных антенн. В той же работе [6] показано, что экономическая эффективность беспроводной сети также зависит от производительности MAC. Таким образом, встаёт вопрос об эффективной интеграции MAC-подуровня канального уровня эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС) с физическим уровнем, а именно с антенной системой. К тому же, как показано в работе [7], изменение направленных свойств антенны также влияет на энергетическую и спектральную эффективности системы связи.

Заметим, что рассматриваемое направление не ново и по большинству работ довольно специфично, а именно ориентировано на так называемые самоорганизующиеся сети [8, 9] или ad-hoc. Так,

одним из первых подобных протоколов является протокол, предложенный в работе [10], который в англоязычной литературе называется **directional MAC (DMAC)** — направленный MAC. По сути, этот протокол и другие его разновидности являются модификацией MAC стандарта 802.11 для ad-hoc-сетей, т.е. протоколов свободного доступа с проверкой канала со всеми их недостатками, например такими как деградация характеристик протокола при наличии скрытых и засвеченных абонентских станций (АС) и др. В работе [11] предлагается MAC на базе протокола свободного доступа «тактированная ALOHA», но известно, что производительность протоколов этой группы невысока [12, 13] из-за высокой вероятности коллизий. В [14] описывается протокол на базе TDMA для ad-hoc-сетей, эффективность которого выше по сравнению с протоколом стандарта 802.11 при наличии преднамеренных помех. В работе [15] предлагается MAC, использующий как направленную антенну (для передачи данных), так и всенаправленную (для передачи управляющей информации), но протокол рассматривается больше в концептуальном виде (неясны его характеристики) и используется в контексте стандарта 802.11 для ad-hoc-сетей. Отметим, что использование направленной антенны в этих протоколах способствует уменьшению интерференции, а также повышению пропускной способности, за счёт повторного использования пространства (spatial reuse).

Часто анализ некоторых протоколов множественного доступа проводится с помощью теории марковских процессов, например модель Бианчи (G. Bianchi) [16]. В тоже время известно, что данные модели используют упрощающие допущения [17], в частности рассматривается работа АС в режиме насыщения и в отсутствие помех. Используемый же в данной работе метод анализа позволяет снять множество упрощающих допущений [2, 17].

Топологически рассматриваемая в работе сеть является односвязной моноцентральной [3]. Исследуются характеристики трёх видов протоколов:

- протокол с направленной антенной;
- протокол с направленной антенной для передачи данных и с всенаправленной антенной для передачи служебной информации (гибридная схема, или схема с выделенным управляющим каналом (ВУК));
- протокол с всенаправленной антенной.

Первые два протокола являются производными от третьего — протокола для сетей ИНФРА [2], в основе которого лежит множественный доступ с временным разделением на базе управляющей рекуррентной последовательности. Основной особенностью всех протоколов является наличие центра (менеджера сети). Но так как в рассматриваемом случае центр только управляет доступом и ретранслирует данные,

то протокол также схож с протоколом MFMAC [5] — версией протокола для сетей ИНФРА, но с распределённой архитектурой.

Основным отличием первых двух протоколов является наличие интеграции подуровня доступа к среде передачи с физическим уровнем ЭМВОС, а именно возможностью управления антенной, луч которой переключается динамически в зависимости от расположения абонента и соответствующего ему временного интервала. В данном случае идёт привязка MAC-адреса к координатам абонента, по которым антенна меняет ориентацию луча, т.е. фактически происходит изменение диаграммы направленности согласно управляющей рекуррентной последовательности. Координаты (или их смещение) передают сами АС в запросных пакетах при инициации соединения или менеджер сети запоминает сектор/направление, из которого пришёл запрос (своего рода таблица маршрутизации).

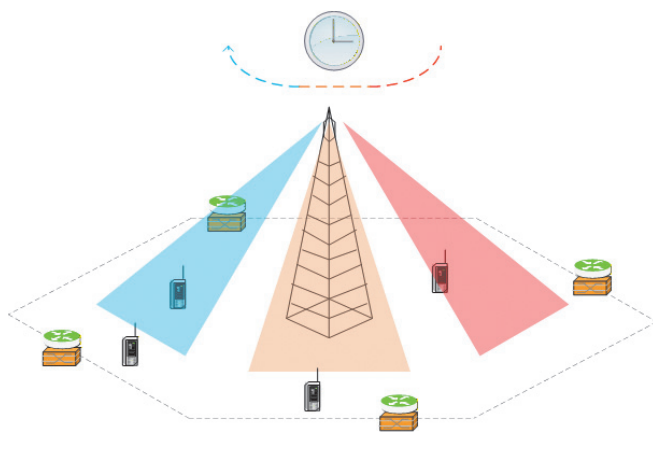
Очевидно, что применение направленной антенны требует внесения изменений в регламент MAC-протокола, в частности для случая, когда пакет предназначен не только одному абоненту, т.е. для широковещательного/многоадресного трафика. В данном случае в рассматриваемых протоколах принят простой алгоритм отправки многоадресных пакетов — пакет попадает в буфер АС и повторно передается другим таким же станциям или группе станций с соблюдением процедуры запроса ресурса для каждой попытки передачи. Данный подход позволяет центру контролировать количество многоадресных рассылок при увеличении загруженности сети, а также упрощает анализ вероятностно-временных характеристик (VBX) протокола. Возможен также алгоритм, когда АС запрашивает ресурс сразу для передачи всех многоадресных пакетов, но в данном случае он не рассматривается.

Предполагается, что антенная система и менеджер сети располагаются на ретрансляторе (умный ретранслятор), который обрабатывает запросы от АС (центр может тоже находиться вне блока ретранслятора) и формирует соответствующие диаграммы направленности (в данном случае рассматривается переключение статичного набора лучей — технология beam switching, так как формирование луча до каждого отдельного абонента для протокола с только направленной антенной видится нецелесообразным из-за увеличения расходов ресурса на управление и повторные передачи), т.е. направляет луч в сторону передающей станции (или выделенного сектора), принимает пакет и далее таким же образом передает пакет принимающей станции (станциям). На рис. 1 показана сота с умным ретранслятором. Умный ретранслятор может находиться на большой высоте, например, на высотной платформе [6].

Подобные системы, как отмечается в [8], также

Рисунок 1

Сота с умным ретранслятором и направленной антенной



должны быть интегрированы с сетевым уровнем ЭМВОС, т.е. предусматривать маршрутизацию. В работе [18] было показано, что протокол MFMAC может использоваться совместно с технологией многопротокольной коммутации по меткам MPLS за счёт применения управляющей рекуррентной последовательности, сдвиги которой (MAC-адреса) могут выполнять функции меток (labels). Отметим, что базовые механизмы распределения ресурса для протоколов ИНФРА и MFMAC одинаковы. Так как предлагаемые протоколы с направленной антенной, также используют рекуррентную последовательность, то распределяемые центром с помощью алгоритма Шеннона—Фано [18] множества MAC-адресов могут быть привязаны к конкретным направлениям, т.е. лучам антенны. Заметим, что выделенный MAC-адрес каждой АС (или группа адресов) привязывается только к одному направлению. Таким образом, для обеспечения маршрутизации в сети станции/ретранслятору необходимо знать только то, как центр распределил ресурс, т.е. к каким направлениям привязаны множества MAC-адресов.

ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОТОКОЛОВ

Сравнительный анализ протоколов проводился с помощью метода баланса интенсивностей нагрузок [3]. Временная диаграмма для расчёта ВВХ протоколов представлена на рис. 2, где использованы следующие обозначения: $\sim$ — расчётное значение параметра; $*$ — действительное значение параметра; прд — передача; прм — приём; З — запрос; В — время ожидания в абонентской очереди; Р — период опроса станции; V — время обслуживания в абонентской очереди; D — время доставки пакета; N_b — количество лучей антенны; t_v^{IR} — задержка распространения сигнала между I-ой станцией и ретранслятором (R)/центром; t_v^{IL} — задержка распространения между I-ой и

L-ой станциями; t^{TX} — ось времени X-ой станции, где $X \in \{I, J, L\}$ — индексы АС (терминалов); t_{vr} — задержка ответа центра; t_L — время пребывания пакета в очереди заявок [3]. В зависимости от типа протокола (или типа используемой антенны) из временной диаграммы исключаются либо повторные передачи только данных, либо повторные передачи и данных, и служебной информации. Полагаем, что сеть моделируется рассредоточенными абонентскими системами типа $M|M_1|1|n$, а общая очередь заявок — моделью $M_2|D|1$, что является важной особенностью метода баланса, позволяющей анализировать систему в реалистической постановке, т.е. без сильных упрощающих допущений [3, 4].

Также принято, что все станции синхронизированы. На рис. 3 представлен вероятностный граф, позволяющий определить интенсивности нагрузок в сечениях сети (для протоколов с централизованной архитектурой [2, 3]). На рис. 3 использованы следующие обозначения: LQP (Local Queue Priority) — локальная приоритетная очередь; RT (Request Transmission) — передача запросов; ConT (Control Transmission) — передача управляющей информации центром; PacT (Packet Transmission) — передача пакетов; AckT (Acknowledgement Transmission) — передача подтверждений; Rou (routing) — счётчик повторных передач по другим маршрутам; G — входной трафик; Q — виртуальный трафик; F — канальный трафик; S — производительность канала; j — счётчик попыток передачи информационного пакета; G_{ik} — входная нагрузка k-го класса обслуживания в i-ой парциальной (абонентской) очереди; S_{ik} — производительность k-го класса обслуживания i-ой парциальной очереди; $U_{b_{ik}}$ — количество получателей многоадресного пакета; f_{ik} — максимально допустимое число попыток передачи пакета данных k-го класса обслуживания в i-ой парциальной очереди; n_{ik} — размер буфера k-го класса обслуживания i-ой парциальной очереди; r_{ik} — вероятность прерывания обслуживания запроса k-го приоритета в i-ой парциальной очереди; r_{gik} — вероятность входных потерь k-го класса обслуживания в i-ой парциальной очереди; q_{Acon}^* — вероятность правильной адресации управляющего пакета по множеству станций; q_{Con}^* — вероятность правильного приёма управляющего пакета по множеству станций; q_{AAck}^* — вероятность правильной адресации квитанции по множеству станций; q_{APac}^* — вероятность правильной адресации информационного пакета по множеству станций; q_{Ack}^* — вероятность правильного приёма квитанции; r_{Pac} — вероятность обнаружения ошибки в информационном пакете; q_{AReq}^* — вероятность правильной адресации запроса по множеству станций; q_{Req} — вероятность правильного приёма запроса [3, 4].

При выводе характеристик используется упрощающее допущение о том, что в системе обслуживаются пакеты только одного класса ($k=1$).

Основным отличием от модели для всенаправленной антенны, рассматриваемой в работе [3], является наличие дополнительного коэффициента, учитывающего повторные передачи одного и того же пакета разным адресатам, находящимся в разных направлениях (см. «Rou» на рис. 3). Назовём его коэффициентом многоадресных переспросов:

$$\beta_i = (1 - d_{b_i} [1 - M_{b_i}]), \quad (1)$$

где d_{b_i} – доля многоадресного трафика i -ой парциальной очереди; M_{b_i} – среднее количество повторных передач многоадресных пакетов i -ой парциальной очереди (или маршрутов в контексте сетевого уровня).

Величина M_{b_i} зависит от количества получателей многоадресных пакетов и распределения пользователей в зоне покрытия сети, например, получатели могут находиться в одном и том же направлении или во всех возможных направлениях, как показано на рис. 4.

Чтобы учесть это, введём следующие допущения: 1) пользователи в зоне покрытия сети распределены равномерно и не зависят друг от друга; 2) лучи антенны имеют одинаковые размеры; 3) зоны покрытия лучей также одинаковы; 4) количество лучей постоянно (beam switching). Тогда получим соотношение для вероятности присутствия хотя бы одного получателя многоадресного пакета в зоне покрытия одного луча:

$$P_{u_i} = 1 - \left(1 - \frac{1}{N_{b_i}}\right)^{U_{b_i}}, \quad (2)$$

где N_{b_i} – количество лучей антенны при передаче информационных пакетов i -ой парциальной очереди; U_{b_i} – количество получателей пакета i -ой парциальной очереди ($0 < U_{b_i} < N_{b_i}$). Формула (2) основана на расчёте вероятности того, что ни один получатель не

Рисунок 2

Временная диаграмма для расчёта BBX протоколов

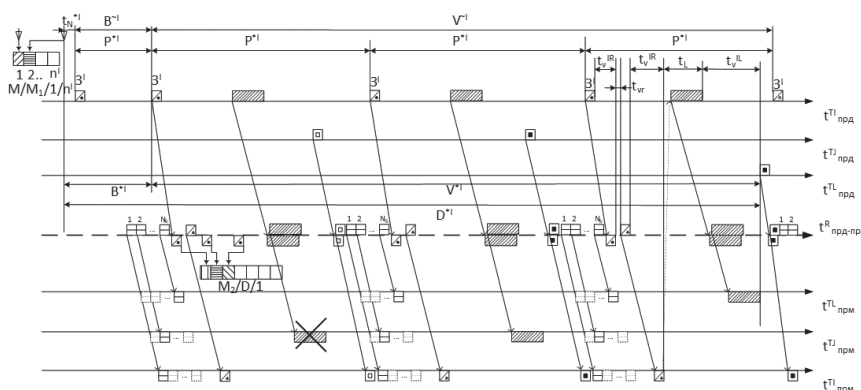


Рисунок 3

Вероятностный граф протокола MAC с направленной антенной для сетей с централизованной архитектурой

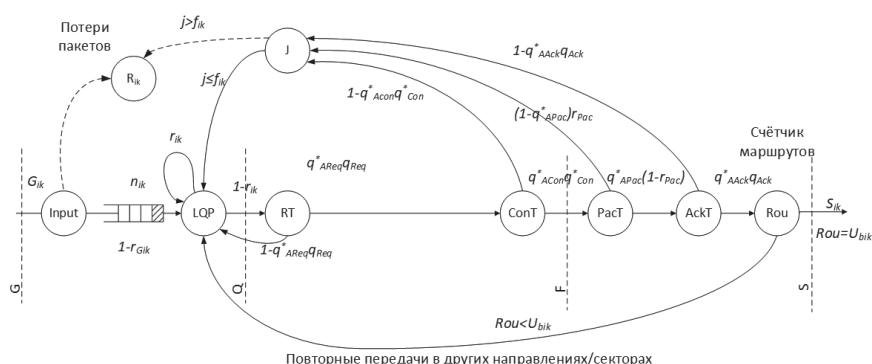
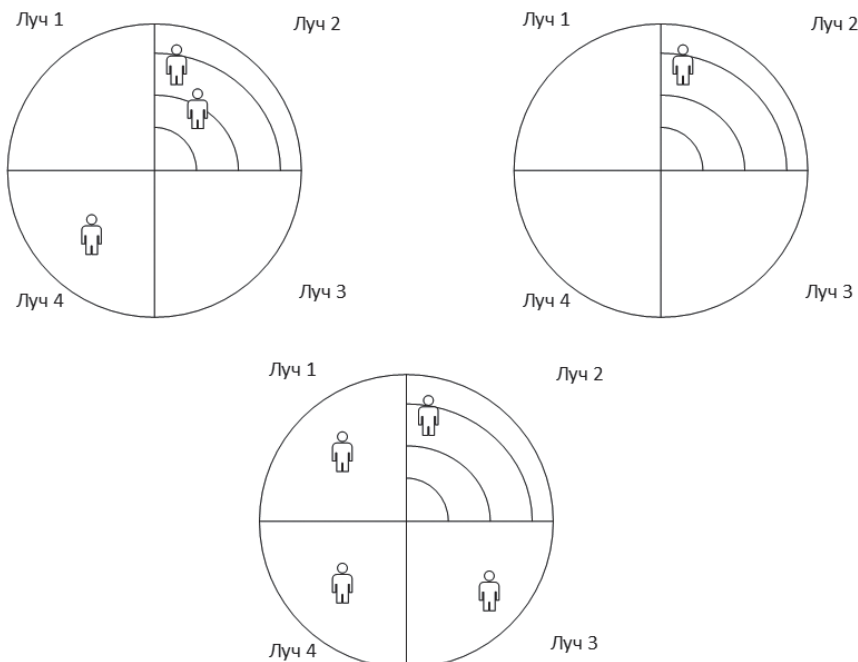


Рисунок 4

Варианты распределения получателей многоадресных пакетов в зоне покрытия сети



будет находиться в зоне покрытия одного луча. Зная (2), получим выражение для среднего количества направлений антенны [19]:

$$M_{b_i} = N_{b_i} P_{u_i}.$$

Заметим, что при больших U_{b_i} величина M_{b_i} стремится к N_{b_i} , т.е. сеть фактически работает в широковещательном режиме — передаёт пакеты во всех направлениях.

Зная (1), а также известные соотношения для протоколов с всенаправленной антенной [3], получим следующие характеристики интенсивности нагрузки:

— парциальная виртуальная интенсивность нагрузки i -ой парциальной очереди, (нагрузка, создаваемая пакетами терминалов, участвующих в процедурах обращения к каналу или уже получивших доступ к каналу)

$$Q_i(F) = F / [1 - r_q], \text{ Эрл,}$$

где F — канальный трафик (интенсивность нагрузки в канале); r_q — вероятность задержки пакета [3];

— парциальная интенсивность нагрузки i -ой парциальной очереди (интенсивность нагрузки в канале):

$$F_i(F) = G_i [1 - r_{G_i}(F)] \alpha_i \beta_i, \text{ Эрл,}$$

где G_i — входная нагрузка i -ой парциальной очереди; α_i — коэффициент смешанных переспросов [3]; $r_{G_i}(F)$ — вероятность входных потерь (потери из-за переполнения буфера) [3].

Для определения ВВХ протоколов из полученных характеристик необходимо исключить промежуточный параметр F , для чего численным методом решается уравнение баланса, полученное суммированием парциальных составляющих интенсивностей нагрузок:

$$\sum_{i=1}^{N_i} G_i [1 - r_{G_i}(F)] \alpha_i \beta_i = F, \text{ Эрл,} \quad (3)$$

где N_i — количество АС.

Для решения уравнения (3) необходимо знать период опроса i -ой станции, который в параметрической форме в относительных единицах времени (ОЕВ) имеет вид

$$P_i(F) = (v_{dir} M / m_i) / [1 - Z(F)], \text{ ОЕВ,} \quad (4)$$

где относительные затраты ресурса времени на управление зависят от типа протокола и приняты

равными $v_{dir} = \frac{v_{omni} (N'_{b_i} + 2)}{3}$ ОЕВ; v_{omni} — относительные

затраты ресурса на управление в зоне покрытия одного луча антенны, которые включают в себя затраты на адресные, запросные и управляющие пакеты, измеряемые в ОЕВ, равные средней длительности информационного пакета [3]; N'_{b_i} —

количество лучей антенны при передаче служебных пакетов (эквивалентно максимальному количеству возможных направлений, так как адресные пакеты должны передаваться всем станциям); m_i — число адресов, образующих МАС-адрес i -ой станции; M — период рекуррентной последовательности; $Z(F)$ — интенсивность нагрузки канала по времени (доля времени занятия канала информационными интервалами).

Также для решения (3) необходимо знать среднюю длительность цикла обслуживания запроса в i -ой абонентской парциальной очереди $V_i(F)$, которая, согласно вероятностному графу, также зависит от коэффициента многоадресных переспросов (1):

$$V_i(F) = \frac{\alpha_i \beta_i P_i(F)}{[q_{AReq}^* q_{Req}^*]}, \text{ ОЕВ.}$$

Понятие «цикл обслуживания» используется как необходимый параметр для получения эквивалентных законов распределения времени обслуживания, который позволяет свести модель единой многомерной очереди к эквивалентной сумме линейно независимых, т.е. парциальных очередей [4].

Период опроса (4) также зависит от интенсивности нагрузки канала по времени [2]:

$$Z(F) = 1 - \frac{1 - aF \left(1 - \frac{p_{Req}}{q_{Req}}\right)}{1 + \frac{a q_{AReq}^* p_{Req}}{v_{dir}}},$$

где p_{Req} — вероятность пропуска ошибки в запросе;

$a = 1 + \frac{(1 - q_{AReq}) p_{AReq}}{\left[1 - \frac{p_{AReq}}{N_i - 1}\right] q_{AReq}}$; p_{AReq} — вероятность пропуска

ошибки в адресации запроса.

Критерием надёжности доставки данных является вероятность смешанных потерь [3]:

$$R_i(F) = 1 - (1 - r_{G_i}(F)) \left\{ 1 - [1 - (1 - r_H)(1 - r_F)]^{f_i} \right\},$$

где $r_F = 1 - q_{ACon}^* q_{Con}^* q_{APac}^*$ — вероятность структурных искажений (искажения из-за коллизий [3]); $r_H = 1 - (1 - r_{Pac}) q_{AAck}^* q_{Ack}^*$ — вероятность информационных искажений (искажения из-за возникновения ошибок при передаче информационных пакетов и квитанций); $r_{Pac} = 1 - (1 - p_q)^{1/v_{omni}}$ — вероятность обнаружения ошибки в информационном пакете; p_q — вероятность ошибки на символ при передаче информационных пакетов.

Критерием эффективности протокола коллективного доступа является парциальная производитель-

Таблица 1
Параметры протоколов

Параметр/Протокол	Протокол с направленной антенной	ВУК	Протокол с все-направленной антенной
Относительные затраты ресурса на управление в зоне покрытия одного луча, v_{omni} (ОЕВ)	0,015		
Количество лучей антенны при передаче информационных пакетов, N_{b_i}	4	4 (направ- ленная)	1
Количество лучей антенны при передаче служебных пакетов, N'_{b_i}	4	1 (все- направ- ленная)	1
Доля многоадресных пакетов, d_{b_i} (%)	20		
Количество получателей пакетов, U_{b_i}	8		
Количество АС, N_t	256		
Максимально допустимое число попыток передачи информационного пакета f_i	10		
Размер буфера i -ой станции, n_i	10		
Вероятность ошибки на символ при передаче информационных пакетов, p_q	10^{-5}	10^{-5}	10^{-3}
Вероятность ошибки на символ при передаче служебных пакетов, $p_{\text{AX/X}}$	10^{-5}	10^{-3}	10^{-3}

ность — трафик успешно переданных пакетов i -ой парциальной очереди [4]:

$$S_i(F) = G_i(1 - R_i(F))\beta_i, \text{ Эрл.}$$

Так как фактически протоколы с направленной антенной и с ВУК при передаче многоадресного трафика «размножают» пакеты, т.е. принудительно производят повторные передачи, то, используя (1), производительность можно представить в следующем виде:

$$S_i(F) = G_i[1 - R_i(F)] + G_i[1 - R_i(F)]d_{b_i}[M_{b_i} - 1] = S_i(F)_{\text{uni}} + S_i(F)_{\text{multi}},$$

где $S_i(F)_{\text{uni}} = G_i[1 - R_i(F)]$ — одноадресная производительность (трафик пакетов, передаваемых единожды, т.е. при одноадресной рассылке); $S_i(F)_{\text{multi}} = G_i[1 - R_i(F)]d_{b_i}[M_{b_i} - 1]$ — многоадресная производительность (трафик повторных пакетов при многоадресной рассылке). Одноадресную производительность в контексте типа протокола можно также назвать всенаправленной, так как для всенаправленной антенны ($U_{b_i} = 1$) коэффициент $\beta_i = 1$ (см. формулу (1)).

В соответствии с расчётной схемой (см. рис. 2) средняя задержка i -го пакета (среднее время доставки) равна:

$$D_i(F) = V_i(F) \left[1 + \frac{1 - n_i \rho_i(F)^{n_i-1} + (n_i - 1) \rho_i(F)^{n_i}}{1 - \rho_i(F)^{n_i+1}} \frac{\rho_i(F)}{1 - \rho_i(F)} \right] - 0,5P_i(F) + \left[(1 + v_{\text{dir}}) \frac{2 - (1 + v_{\text{dir}})Z(F)}{2(1 - (1 + v_{\text{dir}})Z(F))} \right] + 2t_v^{\text{IR}} + t_{\text{vr}} + t_v^{\text{IL}} + v_{\text{dir}}, \text{ ОЕВ,} \quad (5)$$

где n_i — размер буфера i -ой парциальной очереди; $\rho_i(F) = G_i V_i(F)$ — коэффициент использования локальных очередей. Отметим, что в данном случае задержки t_v^{IR} , t_{vr} , t_v^{IL} приняты постоянными для всех протоколов и не учитываются ($t_v^{\text{IR}} = t_{\text{vr}} = t_v^{\text{IL}} = 0$). Формула (5) выводится на основе временной диаграммы (см. рис. 2) через суммирование средних значений составляющих времени ожидания опроса, времени ожидания в абонентской очереди $M|M|1/n$ и времени пребывания в очереди заявок $M|D|1$ [3].

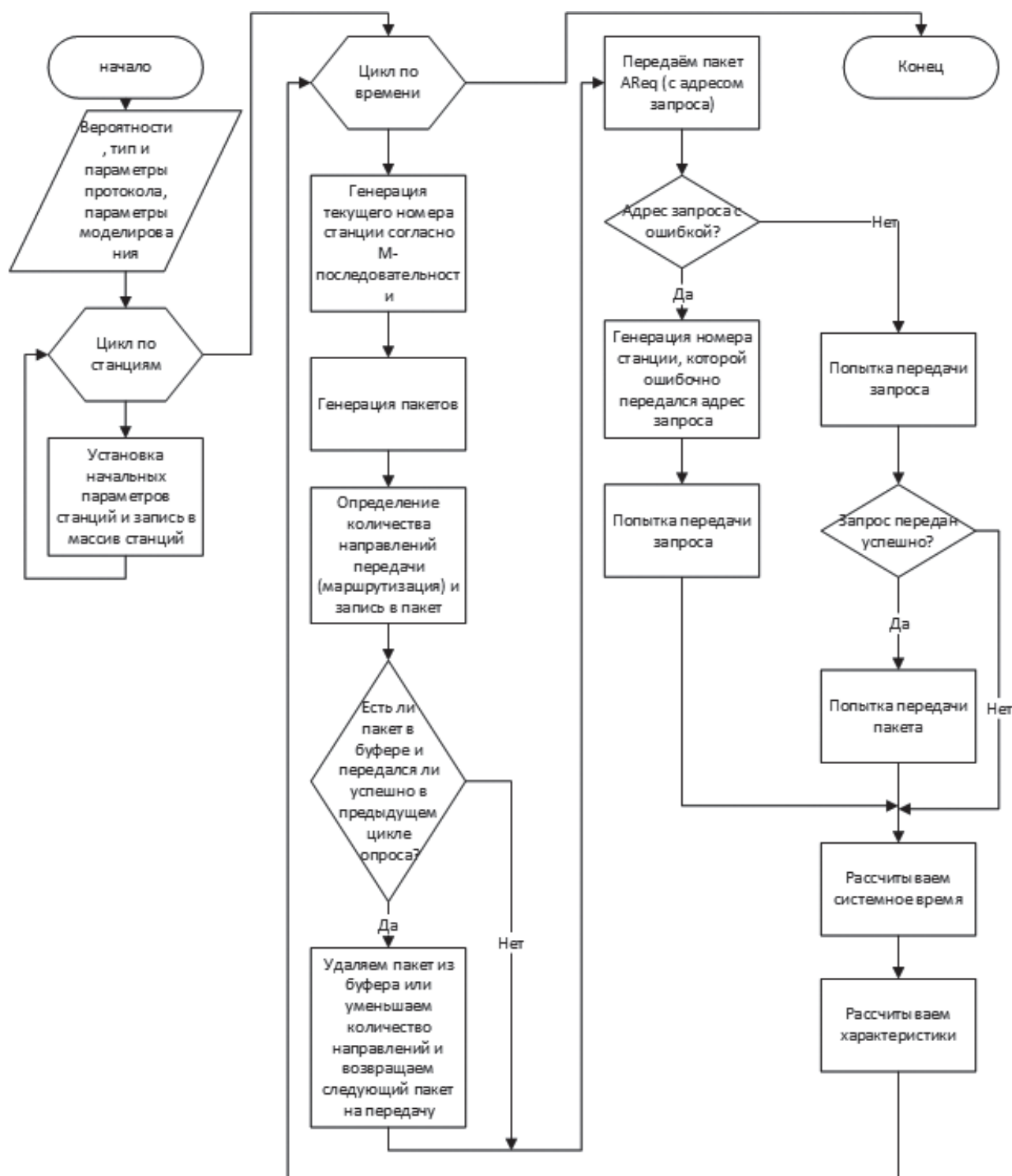
ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВВХ

В данном разделе представлены результаты сравнительного анализа рассматриваемых протоколов, полученные с помощью аналитического и статистического моделирования в среде MATLAB. Параметры моделирования протоколов представлены в табл. 1.

Отметим, что принятое значение v_{omni} соответствует протоколам с минимальными затратами на управление (0,01–0,025) [3]. Значение d_{b_i} принято равным

Рисунок 5

Функциональная блок-схема алгоритма моделирования в среде MATLAB



верхней границе для широковещательного трафика из конфигурации [20] для известных коммутаторов. Среднее количество получателей пакетов U_b сложно оценить, так как требуется сбор и анализ статистических данных для различных типов сервиса, поэтому

в данном случае принята субъективная оценка. Затраты на квити́рование в анализе не учитывались из предположения, что функция подтверждения приема пакета может быть реализована в управляющих пакетах [3]. В процессе анализа для разных типов

антенн изменялись вероятности ошибки на символ для информационных пакетов p_q и служебных p_{AX/X^*} , где X — тип пакета (Req/Ack/Con/Pack). Выбор данного диапазона вероятностей можно объяснить с использованием приближенной формулы Крауса для коэффициента направленного действия антенны [21], которая зависит только от размеров телесного угла главного лепестка антенны. При сужении луча антенны только в азимутальной плоскости в $N_b = 4$ раз, при одинаковом коэффициенте полезного действия разница между усилением в направлении главного лепестка будет порядка 6 дБ, что более чем укладывается в разницу значений для вероятности символьной ошибки [22] для канала с аддитивным гауссовским шумом той же QAM-модуляции, широко используемой в сетях беспроводной связи.

Для простоты анализа также принято, что используется одинаковый тип модуляции для информационных и служебных пакетов, поэтому в данном случае вероятность ошибки при передаче последних выше для протокола с выделенным управляющим каналом, хотя в реальных системах верность передачи для служебных пакетов должна быть не хуже, чем информационных. Конечно же влияние антенны можно учесть через изменение позиционности сигналов модуляции (за счёт повышения энергетики канала) или длительности сигналов (за счёт изменения ширины канала), но это потребовало бы дополнительных математических манипуляций. Предполагалось также, что антенны работают в одном частотном диапазоне, хотя на практике несущие частоты могут отличаться. Также принято, что входная нагрузка распределена равномерно между всеми станциями. Выделяемый станциям ресурс также распределён равномерно ($m_i = 1$).

Функциональная блок-схема алгоритма статистической модели представлена на рис. 5. Алгоритм модели схож с алгоритмом для сетей ИНФРА [3], но с некоторыми отличиями: 1) наличие функции установки типа протокола и его параметров; 2) наличие функционала повторных передач станциями многоадресных пакетов, т.е. симуляция передачи в разных направлениях в зоне покрытия сети; 3) определение количества направлений, т.е. симуляция маршрутизации. При разработке модели использовался объектно-ориентированный подход.

На рис. 6, а представлены результаты моделирования средней задержки пакета для случая, когда 20% нагрузки является многоадресным трафиком (сплошные линии на графиках соответствуют аналитическому моделированию, крестики — статистическому моделированию). Как и ожидалось, наиболее эффективным протоколом в данном случае является МАС с всенаправленной антенной. Средние характеристики показывает протокол с ВУК. Протокол же с только направленной антенной пока-

зывает худшие характеристики, несмотря на меньшую вероятность ошибки в канале. Очевидно, что причиной тому является деградация характеристик из-за наличия повторных передач многоадресных пакетов.

При отсутствии многоадресного трафика ($d_b = 0\%$) лучше всего проявляет себя протокол с ВУК (рис. 6, б). Протокол, использующий только направленную антенну, показывает лучшие характеристики по

Рисунок 6

Среднее время доставки при наличии многоадресного трафика (а); при отсутствии многоадресного трафика (б)

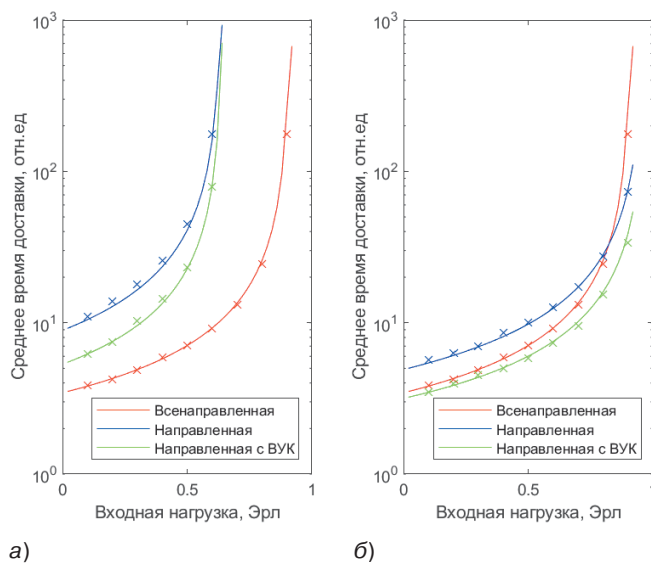


Рисунок 7

Вероятность смешанных потерь при наличии многоадресного трафика (а); при отсутствии многоадресного трафика (б)

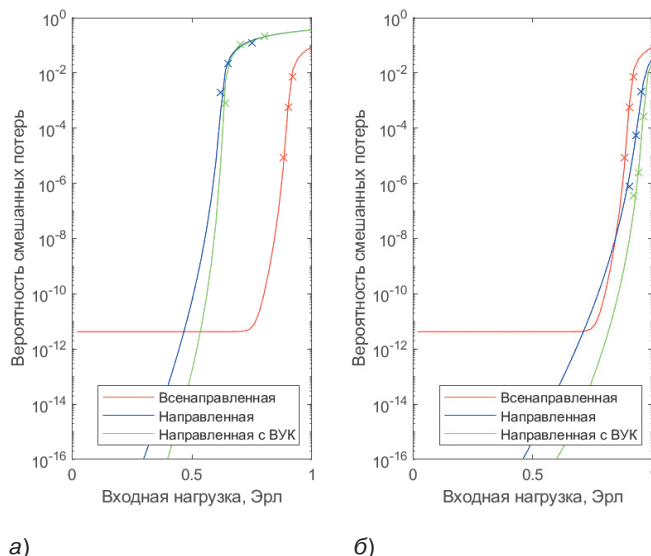


Таблица 2

Средняя задержка для протокола с направленной антенной ($d_b = 20\%$)

Нагрузка в сети	Средняя задержка, ОЕВ		Полуширина ДИ
	Метод баланса	Статистическое моделирование	
0,1	10,48	11,04	1,67
0,2	12,79	13,85	1,46
0,3	16,5	17,95	0,85
0,4	23,42	25,62	3,43
0,5	40,82	43,48	2,66
0,6	159,96	171,52	14,37

Таблица 3

Средняя задержка для протокола с ВУК ($d_b = 20\%$)

Нагрузка в сети	Средняя задержка, ОЕВ		Полуширина ДИ
	Метод баланса	Статистическое моделирование	
0,1	6,21	6,23	0,73
0,2	7,51	7,46	1,0
0,3	9,58	10,35	2,40
0,4	13,39	14,45	1,34
0,5	22,71	23,09	2,37
0,6	79,73	79,49	9,27

Таблица 4

Средняя задержка для протокола с всенаправленной антенной ($d_b = 20\%$)

Нагрузка в сети	Средняя задержка, ОЕВ		Полуширина ДИ
	Метод баланса	Статистическое моделирование	
0,1	3,81	3,84	0,24
0,2	4,28	4,24	0,21
0,3	4,9	4,86	0,17
0,4	5,77	5,86	0,57
0,5	7,07	7,06	0,3
0,6	9,22	9,1	0,7
0,7	13,47	13,14	0,53
0,8	25,74	24,44	2,13

сравнению с протоколом с всенаправленной антенной при большой нагрузке за счет меньшей вероятности символьной ошибки, несмотря на большие накладные расходы.

На рис. 7 представлена зависимость вероятности смешанных потерь от входной нагрузки (так же, как и на рис. 6, сплошные линии на графиках соответствуют аналитическому моделированию, крестики — статистическому моделированию). Как и ожидалось, потери в системе возрастают при появлении многоадресного трафика (рис. 7, а). При отсутствии же многоадресного трафика (рис. 7, б) вероятность смешанных потерь выше для протокола с всенаправленной антенной по сравнению с другими типами. Лучшие характеристики по потерям показывает протокол с гибридной антенной системой.

В табл. 2–4 представлены результаты сравнения аналитической и статистической моделей для средней задержки при наличии многоадресного трафика. Отметим, что разница между значениями, полученными с помощью аналитической и статистической моделей, при доверительной вероятности $TP=0,95$ в рабочей области входной нагрузки попала в доверительный интервал (ДИ), что говорит о высокой точности полученных результатов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение высокопроизводительных МАС-протоколов с направленной антенной может быть востребовано при построении беспроводных сетей на труднодоступных, удалённых и малонаселённых территориях, так как это может увеличить зону покрытия сети, а также позволяет использовать более высокие диапазоны частот, что решает проблему загруженности частотного ресурса. Увеличение зоны покрытия фактически позволит одной единице оборудования обслуживать большее количество пользователей, тем самым повышая рентабельность сети. Очевидно, что при высокой нагрузке в подобных системах связи многоадресный трафик не должен обслуживаться из-за значительной деградации вероятностно-временных характеристик. Обслуживание такого трафика целесообразно только при малых нагрузках. Лучшим решением при наличии соответствующих возможностей (например, свободного частотного диапазона) является использование протокола с выделенным управляющим каналом с всенаправленной антенной для передачи служебной информации и направленной антенной для передачи пользовательского трафика. Таким образом, применение направленных МАС-протоколов весьма привлекательно при наличии эффективного механизма регулирования многоадресного трафика, а принципы, заложенные в работах [2–5, 18], повышают шансы на реализацию и внедрение таких протоколов в системы связи, ориентированные на построение сетей общего пользования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Bazan, O.** Beamforming Antennas in Wireless Networks. Multihop and Millimeter Wave Communication Networks / O. Bazan, B. Kazi, M. Jaseemuddin. – Springer, 2021. – 124 p.
2. **Мархасин, А.Б.** Архитектура радиосетей передачи данных с контролируемым коллективным доступом / А.Б. Мархасин // Автоматика и вычислительная техника. – 1983. – № 3. – С. 15-24.
3. **Мархасин, А.Б.** Архитектура радиосетей передачи данных: монография / А.Б. Мархасин. – Новосибирск: Наука, 1984. – 145 с.
4. **Мархасин, А.Б.** Задачи анализа и оптимизации мультисервисных мобильных сетей / А.Б. Мархасин // Автоматика. – 2008. – Т. 44, № 5. – С. 123-134.
5. **Markhasin, A.** QoS-oriented multifunctional wireless MAC for remote, rural, and difficult for access areas / A. Markhasin, V. Drozdova // 2008 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronic Engineering. – P. 389-394.
6. **Золотуев, А.Д.** Характеристики гиперсотовой архитектуры сетей широкополосного доступа для удалённых и малонаселённых территорий / А.Д. Золотуев // Вестник СибГУТИ. – 2021. – № 3. – С. 48-62.
7. **Markhasin, A.** The 5G Ubiquitous Directional Communication Technologies of Public e-Health for Rural and Remote Areas / A. Markhasin, V. Belenky, A. Zolotuev // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, 2019. – P. 1002-1006.
8. **Фокин, Г.А.** Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.13 / Фокин Григорий Алексеевич. – СПб.: СПбГУТ, 2009. – 147 с.
9. **Кучерявый, А.Е.** Самоорганизующиеся сети и новые услуги / А.Е. Кучерявый // Электросвязь. – 2009. – № 1. – С. 19-23.
10. **Choudhury, R.** Using directional antennas for medium access control in ad hoc networks / R. Choudhury, X. Yang, R. Ramanathan, N. Vaidya // Mobicom'02 Proceedings of the 8th annual international conference on mobile computing and networking. – 2002. – P. 59-70. – DOI: 10.1145/570645.570653.
11. **Singh, H.** A MAC protocol based on adaptive beamforming for ad hoc networks / H. Singh, S. Singh // 14th IEEE Proceedings on personal, indoor and mobile radio communications, 2003. PIMRC 2003. – P. 1346-1350.
12. **Мархасин, А.Б.** О структурных потерях сообщений при спорадической передаче информации в системах контроля и управления производственными процессами / А.Б. Мархасин // Научно-тех. конференция по разработке и внедрению АСУ на предприятиях с дискретным характером производства, секция VIII. – Новосибирск, 1969. – С. 27-31.
13. **Roberts, L.G.** ALOHA packet system with and without slots and capture / L.G. Roberts // ACM SIGCOMM Computer Communication Review. – 1975. – Vol. 5, Issue 2. – P. 28-42. – DOI: 10.1145/1024916.1024920.
14. **Zhang, Z.** Pure directional transmission and reception algorithms in wireless ad hoc networks with directional antennas / Z. Zhang // 2005 IEEE international conference on communications (ICC 2005). – P. 3386-3390. – DOI: 10.1109/ICC.2005.1495049.
15. **Cain, J.B.** A link scheduling and ad hoc networking approach using directional antennas / J.B. Cain, T. Billhartz, L. Foore et al. // 2003 IEEE Military Communications Conference (MILCOM). – P. 643-648. – DOI: 10.1109/MILCOM.2003.1290179.
16. **Bianchi, G.** Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function / G. Bianchi // IEEE Journal on Selected Area in Communications. – 2000. – Vol. 18, Issue 3. – P. 535-547. – DOI: 10.1109/49.840210.
17. **Дроздова, В.Г.** Исследование вероятностно-временных характеристик протоколов управления множественным доступом в беспроводных компьютерных сетях WiMAX: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.15 / Дроздова Вера Геннадьевна. – Новосибирск: СибГУТИ, 2011. – 147 с.
18. **Markhasin, A.** QoS-oriented medium access control fundamentals for future all-MPLS/ATM satellite multimedia personal communications 4G / A. Markhasin // 2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577). – P. 3963-3967. – DOI: 10.1109/ICC.2004.1313295.
19. **Вентцель, Е.С.** Теория вероятностей: учебник для вузов / Е.С. Вентцель. – М.: Высшая школа, 2002. – 575 с.
20. **Configuring Multicast Services.** – [https://view.fis.agh.edu.pl/service/complab/doc/catalyst/config/10multi.htm#:~:text=Console%3E%20\(enable\)%20set%20port,number%20between%201%20and%2024](https://view.fis.agh.edu.pl/service/complab/doc/catalyst/config/10multi.htm#:~:text=Console%3E%20(enable)%20set%20port,number%20between%201%20and%2024) (дата обращения: 15.04.2026).
21. **Kraus, J.** Antennas for all applications, 2nd edition / J. Kraus, R. Marhefk. – New York: McGraw-Hill, 1988. – 893 p.
22. **Nentwig, M.** Generate ideal QPSK. 64QAM symbol error rates (reference result) / M. Nentwig / DSP RELATED.com [сайт]. – <https://www.dsprelated.com/showcode/1.php> (дата обращения: 15.04.2026).

*Получено 30.04.2026;
принято к печати 07.05.2026*

Comparative analysis of the characteristics of MAC protocols for antennas with different directional properties
A.D. Zolotuev, independent researcher; andrew.gold@mail.ru

Abstract. This article compares medium access control protocols, specifically the centralized architecture protocol and its variants designed for use with directional antennas, proposed in this paper in the form of concepts. An analysis of the probability-time characteristics (PTCs) obtained using an analytical model and statistical modeling is provided. The results can be used in the development of modern broadband communication systems for rural, remote, and sparsely populated areas.

Keywords: medium access control protocols, directional antennas, probability-time characteristics, PTC, broadband, rural areas, remote areas, sparsely populated areas.

For citation: Zolotuev, A.D. Comparative analysis of the characteristics of MAC protocols for antennas with different directional properties / A.D. Zolotuev // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – C. 11–21. (in russian)

REFERENCES

1. **Bazan, O.** Beamforming Antennas in Wireless Networks. Multihop and Millimeter Wave Communication Networks / O. Bazan, B. Kazi, M. Jaseemuddin. – Springer, 2021. – 124 p.
2. **Markhasin, A.** Architecture of radio data networks with media access control / A.B. Markhasin // *Automation and computer technology*. – 1983. – № 3. – P. 15–24. (in russian)
3. **Markhasin, A.** Architecture of Radio Data Networks: a monograph / A.B. Markhasin. – Novosibirsk: Nauka, 1984. – 145 p. (in russian)
4. **Markhasin, A.** Tasks for analyzing and optimizing multi-service mobile networks / A.B. Markhasin // *Autometry*. – 2008. – Vol. 44, No. 5. – P. 123–134. (in russian)
5. **Markhasin, A.** QoS-oriented multifunctional wireless MAC for remote, rural, and difficult for access areas / A. Markhasin, V. Drozdova // 2008 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronic Engineering. – P. 389–394.
6. **Zolotuev, A.D.** Hypercellular architecture characteristics of the broadband access networks for rural and remote areas / A.D. Zolotuev // *The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. – 2021. – No. 3. – P. 48–62. (in russian)
7. **Markhasin, A.** The 5G Ubiquitous Directional Communication Technologies of Public e-Health for Rural and Remote Areas / A. Markhasin, V. Belenky, A. Zolotuev // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, 2019. – P. 1002–1006.
8. **Fokin, G.A.** Management of self-organizing packet radio networks based on directional antenna radios: Ph.D. thesis: 05.13.13 / Fokin Grigory Alekseevich. – Saint Petersburg: SPbSUT, 2009. – 147 p. (in russian)
9. **Kucheryavy, A.E.** Self-organizing networks and new services / A.E. Kucheryavy // *Electrosvyaz*. – 2009. – No. 1. – P. 19–23. (in russian)
10. **Choudhury, R.** Using directional antennas for medium access control in ad hoc networks / R. Choudhury, X. Yang, R. Ramanathan, N. Vaidya // *Mobicom'02 Proceedings of the 8th annual international conference on mobile computing and networking*. – 2002. – P. 59–70. – DOI: 10.1145/570645.570653.
11. **Singh, H.** A MAC protocol based on adaptive beamforming for ad hoc networks / H. Singh, S. Singh // 14th IEEE Proceedings on personal, indoor and mobile radio communications, 2003. PIMRC 2003. – P. 1346–1350.
12. **Markhasin, A.B.** On structural losses of messages during sporadic transmission of information in production control and management systems / A.B. Markhasin // *Scientific and Technical Conference on the Development and Implementation of Automated Control Systems at Enterprises with Discrete Production*, section VIII. – Novosibirsk, 1969. – P. 27–31. (in russian)
13. **Roberts, L.G.** ALOHA packet system with and without slots and capture / L.G. Roberts // *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*. – 1975. – Vol. 5, Issue 2. – P. 28–42. – DOI: 10.1145/1024916.1024920.
14. **Zhang, Z.** Pure directional transmission and reception algorithms in wireless ad hoc networks with directional antennas / Z. Zhang // 2005 IEEE international conference on communications (ICC 2005). – P. 3386–3390. – DOI: 10.1109/ICC.2005.1495049.
15. **Cain, J.B.** A link scheduling and ad hoc networking approach using directional antennas / J.B. Cain, T. Billhartz, L. Foore et al. // 2003 IEEE Military Communications Conference (MILCOM). – P. 643–648. – DOI: 10.1109/MILCOM.2003.1290179.
16. **Bianchi, G.** Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function / G. Bianchi // *IEEE Journal on Selected Area in Communications*. – 2000. – Vol. 18, Issue 3. – P. 535–547. – DOI: 10.1109/49.840210.
17. **Drozdova, V.G.** Research of probabilistic and temporal characteristics of multiple access control protocols in WiMAX wireless computer networks: Ph.D. thesis: 05.13.15 / Drozdova Vera Gennadiyevna. – Novosibirsk: SibSUTI, 2011. – 147 p. (in russian)
18. **Markhasin, A.** QoS-oriented medium access control fundamentals for future all-MPLS/ATM satellite multimedia personal communications 4G / A. Markhasin // 2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577). – P. 3963–3967. – DOI: 10.1109/ICC.2004.1313295.
19. **Wentzel, E.S.** Probability theory: a textbook for universities / E.S. Wentzel. – Moscow: High school, 2002. – 575 p. (in russian)
20. **Configuring Multicast Services**. – [https://view.fis.agh.edu.pl/service/complab/doc/catalyst/config/10multi.htm#:~:text=Console%3E%20\(enable\)%20set%20port,number%20between%201%20and%2024](https://view.fis.agh.edu.pl/service/complab/doc/catalyst/config/10multi.htm#:~:text=Console%3E%20(enable)%20set%20port,number%20between%201%20and%2024) (date of request: 15.04.2026).
21. **Kraus, J.** Antennas for all applications, 2nd edition / J. Kraus, R. Marhefk. – New York: McGraw-Hill, 1988. – 893 p.
22. **Nentwig, M.** Generate ideal QPSK. 64QAM symbol error rates (reference result) / M. Nentwig / *DSP RELATED.com* [web site]. – <https://www.dsprelated.com/showcode/1.php> (date of request: 15.04.2026).

Эволюция ключевых приоритетов и трендов Всемирных конференций по развитию электросвязи: от Дубая до Баку

У.А. Столярова, ФГАУ НИЦ Телеком, ведущий специалист; stolyarovaua@nic-t.ru
А.С. Конухова, ФГАУ НИЦ Телеком, ведущий специалист; konuhovaas@nic-t.ru
А.Ю. Плосский, ФГАУ НИЦ Телеком, начальник лаборатории; aplossky@gmail.com

УДК 327.7

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.003

Аннотация. В статье рассматриваются итоги Всемирной конференции по развитию электросвязи 2025 г. Целью исследования является выявление трендов в работе Конференции, а следовательно и Сектора развития электросвязи Международного союза электросвязи. Используя метод сравнительного анализа различных типов результирующих документов, авторы отмечают смещение акцентов в сторону социально-экономических аспектов развития электросвязи/ИКТ, усиления определения роли электросвязи/ИКТ в процессах цифровой трансформации, а также новый фокус на новые и появляющиеся технологии, такие как искусственный интеллект и метавселенные.

Ключевые слова: Международный союз электросвязи, МСЭ, цифровой разрыв, Всемирная конференция по развитию электросвязи, ВКРЭ, постановка задач, тренды, тематические приоритеты, региональные инициативы.

Для цитирования: Столярова, У.А. Эволюция ключевых приоритетов и трендов Всемирных конференций по развитию электросвязи: от Дубая до Баку / У.А. Столярова, А.С. Конухова, А.Ю. Плосский // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 22-32.

ВВЕДЕНИЕ

Всемирная конференция по развитию электросвязи (ВКРЭ) Международного союза электросвязи (МСЭ) 2025 г. впервые прошла в регионе Содружества независимых государств (СНГ) в Азербайджанской Республике, г. Баку. Данная Конференция подвела итоги исследовательского периода Сектора развития электросвязи МСЭ (МСЭ-D) 2022–2025 гг., а также поставила задачи перед Бюро развития электросвязи (БРЭ) и определила ориентиры для работы всего Сектора на 2026–2029 гг.

Ниже представлен анализ основных приоритетов последних ВКРЭ, начиная с 2014 г., а также отмечены основные тренды работы МСЭ-D.

ДЕКЛАРАЦИЯ ВКРЭ

Декларация ВКРЭ является коллективным политическим заявлением Государств-Членов МСЭ, который согласуется ими в ходе каждой Конференции на основе консенсуса. Несмотря на то, что в ней не дается конкретных инструкций для БРЭ, а также, что Декларация не является юридически обязывающим международным договором, в ней подчеркиваются главные основные выводы и приоритеты, установленные мировым сообществом на Конференции, и подтверждается политическая поддержка содействию миссии МСЭ в области развития и его стратегических целей.

Декларация ВКРЭ служит руководством для реализации инициатив МСЭ в области развития, особое внимание в котором уделяется наиболее уязвимым регионам мира, таким как наименее развитые страны, развивающиеся страны, не имеющие выхода к морю, и малые островные развивающиеся государства. Таким образом, можно говорить, что Декларация является своего рода главной «дорожной картой» мирового сообщества в области цифрового развития на ближайшие четыре года после Конференции.

Традиция принимать итоговую Декларацию была заложена на первой ВКРЭ, которая состоялась в 1994 г. в Аргентине. С тех пор каждая Конференция принимала Декларацию, которая подтверждала политическую волю Государств-Членов МСЭ в области развития электросвязи/ИКТ.

Декларация отражает глобальное видение Государств-Членов МСЭ роли электросвязи/ИКТ в развитии человечества, ключевые принципы политики в области развития цифрового общества, конкретные цели и приоритеты на предстоящий четырехгодичный период, новые концепции и термины, определяющие будущую повестку, а также призывы к действию для правительств, регуляторов, частного сектора и международных организаций.

Основными задачами Декларации являются формирование ориентиров для разработки национальных цифровых стратегий и законодательства в

Государствах-Членах МСЭ, а также формирование направлений работы МСЭ-D. Кроме того, Декларация позволяет определить круг общих целей, которые помогут сформировать новые партнерства между государством, бизнесом, академическими сообществами и другими заинтересованными сторонами, а также мобилизовать ресурсы и инвестиции для развития цифровой инфраструктуры, особенно в наименее развитых странах.

Проследивая динамику развития электросвязи/ИКТ в мире, а также эволюцию подходов Государств-Членов к роли цифровых технологий, отраженных в текстах Деклараций ВКРЭ, начиная с 1994 г., можно говорить о трех этапах становления цифровой повестки в мире.

Этап 1. Формирование подходов и инфраструктурный фокус (1994–2002 гг.). Первая ВКРЭ, которая состоялась в период с 21 по 29 марта 1994 г. (ВКРЭ-94) в Буэнос-Айресе (Аргентина), установила саму концепцию Конференции и заложила основу формирования проекта политических заявлений Государств-Членов, оформленных в виде Декларации [1]. Фокусом первой Декларации стала непосредственно электросвязь и такие классические области ее развития как политика и регулирование, международное сотрудничество, усиление соответствующих навыков в области электросвязи. В Декларации 1994 г. электросвязь рассматривается как важный и самостоятельный сектор экономики.

Декларация, принятая на следующей ВКРЭ, которая состоялась в период с 23 марта по 1 апреля 1998 г. (ВКРЭ-98) в Валетте (Мальта), расширила концептуальные подходы к развитию электросвязи в мире [2]. Впервые были обозначены темы государственно частного партнерства, а также развития человеческого потенциала и ресурсов, в качестве важных элементов, способствующих успешному формированию комплексного подхода к развитию сектора электросвязи. Среди новых вызовов отмечаются возрастающий разрыв между городским и сельским населением в доступе к услугам электросвязи, а также природные катастрофы, последствия которых должны быть уменьшены при помощи электросвязи. Кроме того, отмечается роль сектора электросвязи в защите окружающей среды. Декларация ВКРЭ-98 впервые закрепляет согласованное понимание мирового сообщества о том, что электросвязь становится неотъемлемым компонентом политического, экономического, культурного и социального развития.

Значительные изменения в терминологии, а также в фокусе Декларации происходят по итогам Конференции, которая состоялась в период с 18 по 27 марта 2002 г. (ВКРЭ-02) в Стамбуле (Турция) [3]. В официальную терминологию впервые вводится обширное понятие «цифрового разрыва» (digital divide). Следует отметить при этом, что цель миро-

вого сообщества трансформируется от признания необходимости преодоления цифрового разрыва к необходимости создания «цифровых возможностей» (digital opportunities). В качестве инструмента преодоления цифрового разрыва и создания цифровых возможностей признается формирование соответствующих условий для обеспечения универсального доступа (universal access) к услугам электросвязи/ИКТ, разработка стратегий цифровой трансформации и электронных сервисов, а также развитие технологического потенциала.

Этап 2. Конвергенция сетей и услуг, включение социальных и экологических аспектов (2006–2010 гг.). Всемирная конференция по развитию электросвязи, которая состоялась в период с 7 по 15 марта 2006 г. (ВКРЭ-06) в Дохе (Катар), впервые объединила в тексте Декларации понятия «электросвязь» и «информационно-коммуникационные технологии» (ИКТ), знаменовав тем самым начало процесса сближения и объединения ранее отдельных технологий, сетевых инфраструктур и сервисов в единую, универсальную и эффективную экосистему [4].

Декларация начинает приобретать социальный контекст — аспекты доступности электросвязи и ИКТ обозначены в качестве приоритетных целей развития отрасли, при этом выделяются конкретные уязвимые группы населения — люди с ограниченными возможностями здоровья, молодежь и коренные народы. При этом также происходит расширение роли ИКТ, при которой они становятся неотъемлемым компонентом в борьбе с бедностью, в создании рабочих мест, а также при охране окружающей среды. Универсальный, повсеместный и доступный в ценовом отношении доступ к ИКТ признается в качестве базы для обеспечения универсального доступа.

Конкретизацией технологий и продвижением «зеленых ИКТ» отличается Декларация, принятая по итогам ВКРЭ, которая состоялась в период с 24 мая по 4 июня 2010 г. (ВКРЭ-10) в Хайдарабаде (Индия) [5]. Фокусом документа становятся конкретные технологии следующего поколения, такие как интернет-протокол версии 6 (IPv6), интернет-вещей (IoT), цифровое вещание и т.д. Впервые признается проблема нехватки ресурсов, в частности радиочастотного спектра, а также необходимость формирования системы «зеленых ИКТ», сокращения выброса парниковых газов, надлежащей утилизации электронных отходов и использования возобновляемых источников энергии.

Декларация ВКРЭ, которая состоялась в период с 30 марта по 10 апреля 2014 г. (ВКРЭ-14) в Дубае (ОАЭ), признала электросвязь/ИКТ в качестве фундаментальной и критической инфраструктуры для глобальной экономики и общества наравне с электро- и транспортными сетями [6]. Широкополосный доступ впервые выделен как отдельная,

ключевая сквозная технология и признан основой для инноваций и развития, а вопросы доверия и безопасности были названы в качестве приоритетных в части этических вызовов, с которыми сталкивается мировое сообщество при формировании информационного общества. Также была отмечена важность статистики в области электросвязи/ИКТ для измерения прогресса и цифрового разрыва.

Этап 3. Цифровая трансформация и потрясение, вызванное пандемией COVID-19 (2017–2025 гг.). Всемирная конференция по развитию электросвязи, которая состоялась в период с 9 по 20 октября 2017 г. (ВКРЭ-17) в Буэнос-Айресе (Аргентина), ознаменовала собой мировое признание решающей роли электросвязи/ИКТ в процессе реализации глобальных целей [7]. Декларация ВКРЭ-17 признает электросвязь/ИКТ в качестве инструмента достижения Целей в области устойчивого развития (ЦУР) Организации Объединенных Наций (ООН). Приоритет усилий Государств-Членов теперь сосредоточен на развитии информационного общества и цифровой экономики, при этом отмечается углубление понятия цифрового разрыва, в которое теперь включены разрывы между населением по странам, в пределах стран, по гендерному признаку, по уровню развития навыков в области использования ИКТ.

В 2019 г. пандемия COVID-19 стала потрясением для всего мирового сообщества и вызовом для отрасли электросвязи/ИКТ. Конференция 2022 г., состоявшаяся в период с 6 по 16 июня 2022 г. (ВКРЭ-22) в Кигали (Руанда), утвердила Декларацию, которая стала ответом Государств-Членов на новые вызовы и которая подчеркнула роль пандемии COVID-19 в качестве центрального катализатора, доказывающего критически важную роль электросвязи/ИКТ [8]. В Декларации 2022 г. акцент смещен на необходимость подключения неподключенного населения и усиления устойчивости инфраструктуры и данных. В этой Декларации на первый план выходит концепция цифровой трансформации.

Заключительная на данный момент, девятая ВКРЭ, которая состоялась в период с 17 по 28 ноября 2025 г. (ВКРЭ-25) в Баку (Азербайджан), показала системную зрелость подходов мирового сообщества к вопросам развития электросвязи/ИКТ [9]. Осознав вызовы, с которыми Государства-Члены столкнулись во время пандемии COVID-19, фокус документа сместился на реализацию и качество предоставляемых услуг электросвязи/ИКТ. Появляются комплексные концепции, такие как «экосистемы инноваций», «реальная возможность соединений» (meaningful connectivity), «разрыв в использовании». Инклюзивность, устойчивость (экологическая и социальная) и человеко-центричность становятся сквозными, неотъемлемыми принципами, а не отдельными темами.

Признается необходимость инноваций, финансирования и адаптивного регулирования.

Анализ Деклараций, принятых на ВКРЭ с 1994 по 2025 г., показывает кардинальные изменения, произошедшие в представлении мирового сообщества о цифровом мире. Если раньше электросвязь/ИКТ признавалась важной технической отраслью, то в Декларации 2025 г. она становится сквозным инструментом глобального развития, критической инфраструктурой общества и основой для инклюзивных и устойчивых преобразований во всех сферах жизни.

Основная проблематика Деклараций также эволюционировала. Первоначально главным вызовом был недостаток инфраструктуры и регулирования. Со временем фокус сместился на преодоление цифрового разрыва между странами, а затем и на многомерный комплекс барьеров внутри самих обществ, включая неравенство в доступе, использовании, навыках, контенте и устройствах.

Цели развития стали более комплексными и ориентированными на человека. Если в начале путь лежал от простого построения сетей к идее «универсального доступа», то позже целью стали «цифровые возможности», а в итоге — качественное, значимое, устойчивое и инклюзивное подключение для всех.

Таким образом, можно говорить о том, что за 30 лет повестка ВКРЭ прошла путь от технической конференции по развитию электросвязи связи до одной из основных глобальных платформ по выработке подходов мирового сообщества к формированию цифрового будущего. Если в 1994 г. речь шла о подключении стран к глобальной сети, то к 2025 г. речь стала идти о том, как построить на основе этой сети справедливое, устойчивое и человеко-центричное общество. Эволюция Деклараций — это зеркало эволюции понимания роли цифровых технологий в мире, в том числе для построения более справедливого, инклюзивного и устойчивого мира.

Изменился и подход к самим технологиям. Если в первых Декларациях внимание концентрировалось на конкретных технологиях, таких как теле- и радиовещание, то в последующем акцент сместился на более широкое понятие «новые технологии», а затем на совокупность технологий, в которой центральное место занимает искусственный интеллект, сети последующих поколений, новые и появляющиеся технологии.

Наконец, социальный и экологический контекст стал неотъемлемой частью цифровой повестки. От отдельных упоминаний экологии и помощи при бедствиях Государства-Члены пришли к системному выделению уязвимых групп и принципу инклюзивности. Концепция зеленых ИКТ превратилась в полноценную климатическую повестку, которая сегодня является неотъемлемой частью любой цифровой политики.

ПЛАН ДЕЙСТВИЙ МСЭ-D

Как уже отмечалось выше, Декларация ВКРЭ формулирует общее видение, ценности и политические обязательства Государств-Членов МСЭ в области развития электросвязи/ИКТ. План действий МСЭ-D, в свою очередь, является инструментом реализации этих обязательств, перевода декларационные принципы в конкретные приоритеты, результаты, показатели и действия.

Бакинская Декларация, принятая на ВКРЭ-25, подчеркивает важность доступности связи, принятия надлежащих мер по преодолению цифрового разрыва, формированию устойчивого и инклюзивного развития, подразумевающее вовлечение молодежи, женщин и лиц с ограниченными возможностями здоровья, а также важность развития новых и появляющихся технологий.

План Действий конкретизирует эти направления через пять приоритетов, отмечая, что МСЭ-D должен уделять внимание ценностям, которые были описаны и согласованы в Бакинской Декларации:

- доступная связь;
- цифровая трансформация;
- благоприятная нормативно-правовая среда;
- мобилизация ресурсов и международное сотрудничество;
- инклюзивная, безопасная и защищенная электросвязь/ИКТ для устойчивого развития.

Кроме того, Декларация является источником принципов реализации Плана действий Сектора МСЭ-D на четырехлетний период. В Декларации заложены такие принципы международного сотрудничества, как многосторонность, государственно-частное партнерство, инклюзивность и экологическая устойчивость. Эти принципы реализуются в Плане действий при помощи средств достижений целей (enablers) через выполнение региональных инициатив шести регионов, партнерство и международное сотрудничество, мобилизацию ресурсов, а также путем учета гендерных и географических аспектов в соответствующих показателях эффективности его выполнения как Государствами-Членами, так и Бюро развития электросвязи. Также План действий позволяет отслеживать прогресс в реализации положений Декларации, для чего предусматривается применение управления, ориентированного на результат, формируются ежегодные операционные планы, а также вводятся показатели эффективности (КРІ).

Необходимо отметить, что по итогам обсуждений, которые состоялись в рамках ВКРЭ-25, делегацией администрации связи России был разработан и включен в Бакинский План действий шаблон по оценке эффективности работы БРЭ, который представляет собой усовершенствованный стандарт отчетности, позволяющий определить связи между действиями БРЭ и показателями развития Государств-Членов.

Кроме того, необходимо отметить, что приоритеты Бакинского Плана действий во многом сходятся с Региональными инициативами для стран СНГ на 2026-2029 гг., такими как новые технологии, цифровые навыки, безопасность, регулирование и искусственный интеллект.

Таким образом, План действий является прямым следствием и инструментом реализации Декларации, обеспечивая переход от политических заявлений к конкретным действиям и результатам посредством детализации декларационных положений в виде приоритетов, результатов и показателей, определения механизмов их реализации, мониторинга и отчетности. План действий служит основой для ежегодных операционных планов и бюджетов Сектора развития электросвязи.

КЛЮЧЕВЫЕ РЕЗОЛЮЦИИ ВКРЭ

Помимо двух основных документов, принимаемых ВКРЭ, в рамках Конференции Члены МСЭ-D также пересматривают Резолюции, которые будут определять работу МСЭ-D на последующие четыре года по множеству направлений. Так, одними из наиболее актуальных для Сектора являются Резолюции, которые формируют комплексную повестку, посвященную построению мира, в котором доступ к инфраструктуре и услугам связи становится фундаментальным правилом. Тематически такие Резолюции можно разделить на три условных блока: базис (развитие инфраструктуры), надстройка (устранение социально-экономических барьеров) и благоприятная среда (регулирование, а также вопросы доверия и безопасности).

Для целей данной статьи авторы рассматривают то, как изменялись особо важные Резолюции ВКРЭ на примере следующих Резолюций:

- *Базис*: Резолюция 25 «Оказание помощи странам, находящимся в особо трудном положении: Афганистану, Бурунди, Центральноафриканской Республике, Эритрее, Эфиопии, Гвинее, Гвинее-Бисау, Гаити, Либерии, Демократической Республике Конго, Руанде, Сьерра-Леоне, Сомали, Южному Судану и Тимору Лешти»; Резолюция 37 «Преодоление цифрового разрыва»;

- *Надстройка*: Резолюция 77 «Технология и приложения широкополосной связи для более активного роста и развития услуг электросвязи/информационно-коммуникационных технологий и широкополосных соединений»; Резолюция 58 «Доступность средств электросвязи/информационно-коммуникационных технологий для лиц с ограниченными возможностями и лиц с особыми потребностями»;

- *Благоприятная среда*: Резолюция 64 «Защита и поддержка пользователей/потребителей услуг электросвязи/информационно-коммуникационных технологий».

Далее рассмотрим суть данных Резолюций, а также проследим их ключевые изменения.

Резолюция 25 посвящена оказанию специализированной помощи определенной группе стран в области развития электросвязи/ИКТ. Резолюция предписывает оказание МСЭ мер по восстановлению инфраструктуры электросвязи/ИКТ в странах, которые пострадали от стихийных бедствий, внутренних конфликтов или войн. При этом помощь может быть оказана только после того, как в государстве будет обеспечен должный по меркам ООН уровень безопасности. В ходе ВКРЭ-17 и ВКРЭ-22 в перечень стран, которые нуждаются в особом внимании, были добавлены Центральноафриканская Республика и Южный Судан по инициативе самих стран [10, 11], что было поддержано международным сообществом. Во многом это свидетельствует о признании Резолюции 25 в качестве важного инструмента для получения приоритетной технической помощи. Однако следует отметить, что на ВКРЭ-25 Государства-Члены не выступали с предложениями по изменению текста Резолюции, что поднимает вопрос о том, насколько быстро и эффективно МСЭ-D может реагировать на вызовы, которые затрагивают новые страны, находящиеся в особо трудном положении.

Резолюция 37 призвана способствовать равному доступу к электросвязи/ИКТ для всех жителей планеты с тем, чтобы сократить различия между развитыми и развивающимися странами, между городскими и сельскими районами. Резолюция призывает развивать инфраструктуру связи, снижать стоимость услуг и устройств электросвязи/ИКТ, создавать благоприятную регуляторную среду, способствовать развитию цифровых навыков и развивать международное сотрудничество и финансирование проектов, направленных на ликвидацию цифрового разрыва.

Данная Резолюция является одной из самых актуальных для деятельности МСЭ-D, в связи с чем она подвергается регулярному пересмотру. Следует отметить, что по результатам каждой Конференции текст значительно увеличивается в объеме, это затрагивает как информационную, так и резолютивную части. Кроме того, отмечается усложнение понятийного аппарата и переход от инфраструктурного подхода к комплексной цифровой трансформации для борьбы с цифровым неравенством.

В редакции ВКРЭ-14 содержание Резолюции 37 было сфокусировано главным образом на инфраструктуре, в тексте был сделан акцент на радиосвязи и спутниковых технологиях как одного из инструментов для обеспечения связи для всех. На ВКРЭ-17 произошло резкое расширение информационной и резолютивной частей Резолюции 37, в нее было добавлено значительное количество ссылок на всевозможные Резолюции ВКРЭ и Полномочной конференции МСЭ, ЦУР ООН, а также на решения

Всемирной встречи на высшем уровне по вопросам информационного общества. Кроме того, в 2017 г. появилось заметное социальное измерение Резолюции, в нее были включены темы гендерной повестки, людей с ограничениями здоровья, коренных народов и т.д., т.е. происходит постепенное расширение понимания того, кому цифровизация приносит пользу. Также особый акцент был сделан на признании электросвязи/ИКТ особо важным фактором для образования и экономики, основанной на знаниях. В дополнение был сделан фокус на развитии интеграционных моделей и государственно-частного партнерства для оптимизации затрат и совместного использования инфраструктуры.

ВКРЭ-22 привнесла в текст Резолюции положения, связанные с влиянием пандемии COVID-19, которое заключалось в росте спроса на услуги и устройства электросвязи/ИКТ и усилении неравенства. Кроме того, пандемия выявила критическую роль электросвязи/ИКТ в экономике, образовании и здравоохранении. Также в Резолюции 37 был сделан особый фокус на важности цифровой трансформации для преодоления цифрового разрыва и создании экономических преимуществ для различных слоев населения. Следует подчеркнуть, что происходит переосмысление и самого цифрового разрыва, оно становится более комплексным и включает в себя инфраструктуру, доступность услуг в ценовом отношении, цифровые навыки, а также благоприятную регуляторную среду.

На ВКРЭ-25 были также сделаны важные добавления в Резолюцию 37, в частности, были введены понятия разрыва в покрытии и использовании, особое внимание уделялось вопросам спроса — доступности устройств электросвязи/ИКТ, уровню развития цифровых навыков пользователей, контента, а также проблемам безопасности и защиты данных. Также внимание было уделено и вопросам климатических факторов — повышение доступности электросвязи/ИКТ должно сопровождаться сведением к минимуму воздействия на окружающую среду. Немаловажным будет заметить упоминания в тексте Резолюции 37 важности космических технологий и искусственного интеллекта, что еще раз показывает цифровой разрыв как многоуровневую проблему, которая требует комплексных решений.

Таким образом, анализ изменений Резолюции 37 показывает как усложнение самого текста, так и усложнение понимания цифрового разрыва как такового. Отмечается переход от вопросов предложения (инфраструктура) к вопросам спроса (доступность устройств и услуг электросвязи/ИКТ, наличие навыков, контента и т.д.). Кроме того, Резолюция подсвечивает важность развития и внедрения новых и появляющихся технологий, социальную инклюзию, необходимость благоприятной регуляторной среды,

а также значение интеграции с общесистемными решениями на уровне ООН, поскольку электросвязь/ИКТ призваны способствовать устойчивому развитию во всех регионах мира.

Резолюция 77 была впервые принята на ВКРЭ-2014. Ее текст основывался во многом на изначальном предложении африканских государств [12], а также США [13]. Фокус в Резолюции был сделан на необходимости стимулирования развития широкополосной связи в качестве инструмента для социально-экономического прогресса стран. Кроме того, особое внимание уделялось преодолению цифрового разрыва в развивающихся странах. Резолюция рассматривает широкополосную связь (как спутниковую, так и наземную) в качестве базиса для развития и предоставления социально значимых услуг (электронное правительство, здравоохранение, образование и т.д.). В соответствии с текстом Резолюции 77 БРЭ необходимо выступать в роли координатора и катализатора усилий по поддержке региональных и национальных проектов, в создании рекомендаций и партнерств с частным сектором.

На ВКРЭ-17 изменения текста Резолюции во многом были связаны с фокусом на ЦУР ООН, новых технологиях беспроводного широкополосного доступа и пунктов обмена трафиком интернета (IXP). Это ознаменовало признание технологического сдвига — широкополосный доступ можно обеспечить через подвижную связь. При этом развитие IXP, в свою очередь, позволяет делать трафик более дешевым и быстрым, что в совокупности с привязкой к ЦУР ООН обеспечивает более качественное и дешевое подключение для развивающихся стран и способствует ликвидации цифрового разрыва.

Изменения текста Резолюции 77 на ВКРЭ-25 формируют архитектуру универсального широкополосного доступа — были добавлены положения о важности спутниковой связи, о станциях на высотной платформе (HAPS) и системах подводных кабелей. Новые положения призваны способствовать решению проблемы последней мили в труднодоступных районах, чтобы наличие доступа к широкополосной связи могло быть реализовано за счет конвергенции различных инфраструктурных решений.

Резолюция 58 направлена на то, чтобы сделать услуги, устройства электросвязи/ИКТ доступными и удобными для людей с ограничениями здоровья. Для достижения этой задачи предполагается создавать благоприятную регуляторную среду, внедрять доступные устройства, приложения, сервисы с озвучиванием текста, адаптивным интерфейсом, субтитрами и т.д., развивать цифровые навыки, а также поддерживать международное сотрудничество в этом направлении.

Данная Резолюция также регулярно пересматривается и обрывает новыми смыслами. Отмечается

расширение нормативного поля, в том числе рост ссылок на общие документы ООН, другие Резолюции МСЭ, концептуальное углубление — постепенная смена фокуса от людей с ограничениями здоровья к более инклюзивному видению, а также детализация оперативной части Резолюции.

В Резолюции 58 по результатам ВКРЭ-14 основной акцент был сделан на доступ к электросвязи/ИКТ для лиц с ограниченными возможностями, на стандартизацию и доступность инфраструктуры и базовых сервисов, а также на интеграцию с повесткой развития — Целями развития тысячелетия ООН. В Резолюции также упоминались технические меры, касающиеся использования таксофонов, шрифта Брайля, экранных дикторов и т.д.

В ходе ВКРЭ-17 было сделано концептуальное изменение — введение термина «лица с особыми потребностями», которые шли наравне с лицами с ограниченными возможностями. Кроме того, была усилена связь с ЦУР ООН, а также сделан акцент на экономическом и социальном измерении. После Конференции 2017 г. виден переход от вопросов технического доступа к электросвязи/ИКТ к более широкому пониманию и инклюзивной политике развития.

В 2022 г. происходит значительное расширение информационной части Резолюции 58, в том числе вносится множество ссылок на документы ООН. Расширяется также и резолютивная часть, появляются дополнительные поручения Директору БРЭ, включая обеспечение учета вопроса доступности во всех программах и проектах МСЭ-D, разработку рекомендаций Государствам-Членам, обмен опытом, проведение специальных мероприятий, создание стажировок для лиц с ограниченными возможностями, а также сотрудничество с другими Секторами МСЭ и международными организациями. Кроме того, в Резолюции 58 также освещаются вопросы развития национальных стратегий, оценки эффективности и государственно-частного партнерства. Важным добавлением также стало упоминание пожилых лиц в тексте Резолюции.

По итогам ВКРЭ-25 в текст Резолюции 58 были введены пункты, которые демонстрируют дальнейшее изменение понимания доступности и инклюзии. Так, в тексте упоминаются молодые люди с ограниченными возможностями и стратегии ООН по инклюзии. Важным нововведением стало упоминание ключевых показателей эффективности для мониторинга и оценки реализации инициатив. Кроме того, если в 2014 г. Резолюция больше фокусировалась на базовых технологиях для расширения доступности, то ВКРЭ-25 поднимает вопрос использования искусственного интеллекта и цифровых платформ. Также упор был сделан на развитие инноваций, рынок и стимулирование производителей устройств.

Таким образом Резолюция 58 постепенно трансформируется из отраслевого документа во всеобъемлющий, её фокус заметно меняется, делается попытка расширить понимание цифровой инклюзии, включив все больше групп населения помимо людей с ограничениями здоровья.

Резолюция 64 посвящена вопросам защиты и формирования потребителей услуг электросвязи/ИКТ. Кроме того, она направлена на то, чтобы потребители имели возможность выбирать услуги на рынке и обладали необходимыми навыками для использования услуг и технологий.

Резолюция 64 также пересматривалась на всех упомянутых ВКРЭ, демонстрируя тенденцию к расширению предметной области Резолюции и смещению фокуса от защиты прав потребителей к расширению их прав и возможностей.

В 2014 г. основной акцент Резолюции 64 был сделан на необходимости прозрачности информации для потребителей и пользователей услуг электросвязи/ИКТ (например, по международному роумингу), качестве предоставляемых услуг, а также защите прав потребителей. Кроме того, были добавлены положения о важности обмена опытом на международном уровне.

ВКРЭ-17 расширила повестку защиты прав потребителей до социально-ориентированной политики, включив такие вопросы, как персональные данные, экономические интересы пользователей, меры для лиц с ограниченными возможностями, с особыми потребностями и пожилых пользователей. Кроме того, были добавлены положения о соблюдении международных стандартов качества услуг, а также организации специальных учебных программ и семинаров для анализа примеров передового опыта и его внедрения. Следует подчеркнуть, что в редакции 2017 г. в Резолюции 64 появляются положения о расширении прав и возможностей потребителей путем их просвещения.

По результатам ВКРЭ-22 тематика Резолюции была связана с ЦУР ООН и вопросами цифрового развития. Также было уделено особое внимание вопросам цифровых навыков, ликвидации цифрового разрыва и влияния пандемии COVID-19. Важным изменением стало использование термина «уязвимые группы населения», к которым относятся женщины, девушки, лица с ограниченными возможностями и особыми потребностями, пожилые люди, молодежь, маргинализированные сообщества и коренные народы. Кроме того, были добавлены положения с акцентом на укрепление доверия потребителей и прозрачность предоставляемой информации.

В 2025 г. название Резолюции было изменено — добавлено положение о расширении прав и возможностей потребителей, пользователь теперь рассматривается как активный участник рынка и лицо,

принимающее решения. Также были добавлены темы новых и появляющихся технологий, мошенничества, персонализированных подходов к пользователям, развития образовательных программ, аналитических систем, учитывающих процесс принятия решений потребителями.

Таким образом, отмечается тенденция формирования многоуровневой регуляторной архитектуры в области защиты прав потребителей, куда входят государства, регуляторы, операторы и сами пользователи. Также происходит смещение акцента с базовой защиты потребителей на расширение их прав и навыков, на вопросы их участия в рынке и анализа их действий.

НОВЫЕ ПРИНЯТЫЕ РЕЗОЛЮЦИИ

Процесс развития дискуссий в ходе Конференций МСЭ также ярко проявляется в принятии новых Резолюций, поскольку это также отражает тематики, наиболее актуальные для Государств-Членов.

В таблице представлен перечень принятых Резолюций по результатам четырех рассматриваемых авторами ВКРЭ.

Анализ принятых Резолюций в ходе Конференций отражает во многом тренд развития общемировой повестки в области электросвязи/ИКТ. Так, можно заметить, что в 2014 г. особое внимание уделялось базовым условиям развития электросвязи/ИКТ, в том числе вопросам широкополосного доступа, развития инфраструктуры, обеспечения доверия услугам ИКТ, а также многоязычия в интернете. Следует отметить, что при этом активно стало развиваться социально-экономическое направление Резолюций, ярким примером чего стало принятие Резолюции 76, посвященной молодым людям и расширению их возможностей посредством ИКТ.

К 2017 г. можно отметить дальнейшее расширение повестки Конференции по таким направлениям как вопросы безопасности устройств, развитие таких перспективных технологий, как интернет вещей, а также их практическое применение в рамках умных городов.

ВКРЭ-22 охватила новые направления в рамках глобальной цифровой повестки, комплексные подходы к цифровой трансформации, расширение доступа к электросвязи/ИКТ для школьных учреждений, а также формирование глобальных партнерств для решения вопросов развития.

В ходе последней ВКРЭ большое внимание было уделено инновационным направлениям развития электросвязи/ИКТ, в первую очередь это касается технологии искусственного интеллекта. В дополнение к принятой на Всемирной ассамблее по стандартизации электросвязи (ВАСЭ) 2024 г. новой Резолюции по метавселенной, данное направление позволит МСЭ и в частности МСЭ-D быть в авангар-

де рассмотрения новых и появляющихся технологий связи.

Кроме того, повестка по ликвидации цифрового разрыва продолжает быть актуальной во многих стра-

нах и регионах, что показывают новые Резолюции.

Также можно отметить и постепенное сокращение принятых Резолюций на Конференциях: до 2017 г. Члены МСЭ-D принимали больше Резолюций, чем

Перечень новых Резолюций ВКРЭ по годам

Год	Номер	Название Резолюции	Статус после ВКРЭ-25
2014	75	Выполнение манифеста «Умная Африка» и содействие развитию африканского сектора информационно-коммуникационных технологий	действует
2014	76	Пропаганда информационно-коммуникационных технологий среди молодых женщин и мужчин для расширения их социально-экономических прав и возможностей	действует
2014	77	Технология и приложения широкополосной связи для более активного роста и развития услуг электросвязи/информационно-коммуникационных технологий и широкополосных соединений	действует
2014	78	Создание потенциала для противодействия неправомерному присвоению и использованию ресурсов нумерации Сектора стандартизации электросвязи МСЭ и борьбы с их неправомерным использованием и присвоением	действует
2014	79	Роль электросвязи/информационно-коммуникационных технологий в борьбе с контрафактными устройствами электросвязи/информационно-коммуникационных технологий и в решении этой проблемы	действует
2014	80	Создание и продвижение пользующихся доверием информационных структур в развивающихся странах для содействия и поощрения обмена экономической информацией в электронной форме между экономическими партнерами	действует
2014	81	Дальнейшее развитие электронных методов работы в деятельности Сектора развития электросвязи МСЭ	отменена (2022)
2014	82	Сохранение и популяризация многоязычия в интернете в интересах открытого для всех информационного общества	действует
2017	83	Специальная помощь и поддержка правительству Ливии для восстановления ее сетей электросвязи	действует
2017	84	Борьба с хищениями мобильных устройств электросвязи	действует
2017	85	Оказание поддержки интернету вещей и умным городам и сообществам в интересах глобального развития	действует
2017	86	Использование в Секторе развития электросвязи МСЭ языков Союза на равной основе	отменена (2022)
2022	87	Подключение каждой школы к интернету и каждого молодого человека к услугам информационно-коммуникационных технологий	действует
2022	88	Цифровая коалиция МСЭ «Партнерство для подключения»	действует
2022	89	Цифровая трансформация для устойчивого развития	действует
2022	90	Содействие ориентированному на электросвязь/ИКТ предпринимательству и экосистемам цифровых инноваций для целей устойчивого цифрового развития	действует
2025	91	Использование технологий искусственного интеллекта в развитии электросвязи	действует
2025	92	Усиление роли региональных отделений МСЭ в ускорении цифровой трансформации и использовании партнерских отношений	действует
2025	93	Предоставление помощи и поддержки Судану в целях восстановления поврежденной инфраструктуры электросвязи/информационно-коммуникационных технологий и преодоления цифрового разрыва	действует
2025	94	Поддержка цифровой трансформации островных государств Тихого океана в соответствии с Лагатойской декларацией	действует

в ходе последних трех ВКРЭ. Это может быть обусловлено рядом факторов, например, повышением институциональной зрелости МСЭ-D и принятием более комплексных решений по развитию электросвязи/ИКТ в Резолюциях. Вместе с тем нельзя исключать и постепенное исчерпание процесса по борьбе с цифровым разрывом между странами и регионами при финансовой и организационной ограниченности МСЭ-D.

Таким образом, как показывает анализ изменений ключевых для Сектора развития электросвязи Резолюций и принятых новых Резолюций ВКРЭ, прослеживается постепенная эволюция повестки ВКРЭ от формирования базовой инфраструктуры развития электросвязи/ИКТ к вопросам системной цифровой трансформации и фокусу на новых и перспективных технологиях.

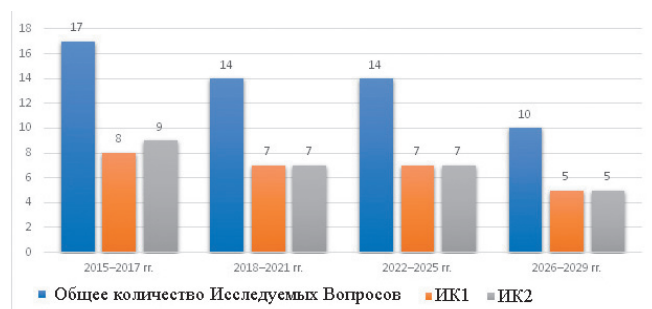
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЕ ВОПРОСЫ МСЭ-D

Помимо изменений существующих и принятия новых Резолюций важным аспектом работы МСЭ-D является деятельность двух Исследовательских комиссий (ИК), в рамках которых обсуждаются Исследуемые Вопросы и раз в четыре года публикуются отчеты. Поскольку Члены МСЭ-D регулярно направляют вклады по тематикам проводимых исследований, то анализ Исследуемых Вопросы позволяет понять, что именно интересует членов МСЭ в деле развития электросвязи/ИКТ.

В течение четырех Конференций произошли как количественные, так и качественные изменения Исследуемых Вопросы обеих ИК. В рассматриваемый период наблюдается устойчивая тенденция к сокращению числа Исследуемых Вопросы, как показано на рисунке.

При этом следует отметить, что сокращение числа вопросов сопряжено с укрупнением и консолидацией тематик исследований, т.е. если вопросы, принятые ВКРЭ-14, отражают главным образом узкоспециализированные тематики, то в течение последующих ВКРЭ заметно объединение смежных направлений исследований в более широкие блоки.

Количество Исследуемых Вопросы в ИК МСЭ-D



Это особо актуально для текущего исследовательского периода, когда в каждой ИК будут обсуждаться лишь пять Исследуемых Вопросы.

Что касается самих тем для исследования, то вопросы развития инфраструктуры и создания благоприятной среды сохраняют свою значимость, но одновременно с этим их содержание трансформируется. В исследовательский период 2015–2017 гг. делался акцент на переходе к широкополосным сетям, внедрении IPv6 и облачных вычислений. В периодах 2018–2021 гг. и 2022–2025 гг. выделялись стратегии развертывания широкополосной связи, а в текущем исследовательском периоде акцент сделан на универсальной подключенности. Кроме того, если в 2014 г. ряд Вопросы были посвящены конкретным технологиям, то в последующих периодах наблюдается тенденция к интеграции — новые и появляющиеся технологии.

Следует подчеркнуть, что социально-экономическая составляющая постепенно усиливается. Если в 2015–2017 гг. рассматривались отдельные вопросы по электронному здравоохранению, обеспечению доступности для лиц с ограниченными возможностями, то в 2026–2029 гг. наблюдается интеграция отдельных вопросов в более широкую повестку. Происходит объединение тем защиты прав потребителей, доступности услуг и устройств электросвязи/ИКТ и инклюзивности. Такой же тренд можно отметить и в рассмотрении экологических проблем: от направления утилизации отходов отрасли электросвязи/ИКТ идет переход к общей проблеме влияния ИКТ на окружающую среду и объединение с темой воздействия электромагнитного излучения.

Необходимо отметить, что несмотря на курс на цифровую трансформацию, Государства-Члены согласовали включение тематик искусственного интеллекта и метавселенной в ряд Исследуемых Вопросы, что позволяет говорить о том, что МСЭ возвращается к выполнению своего основного мандата как технического агентства ООН в области электросвязи/ИКТ.

Сохраняют свое ключевое значение исследования по вопросам кибербезопасности, развития электросвязи/ИКТ для сельских и удаленных районов, экономические аспекты и ценообразование тарифов на услуги ИКТ, что показывает сквозную приоритетность этих тематик для Членов МСЭ-D.

Таким образом, эволюция Исследуемых Вопросы ИК показывает трансформацию от отдельных технических вопросов к более глобальной повестке, которая затрагивает множество проблем, включая темы инклюзивности. Текущий исследовательский период характеризуется наибольшей степенью интеграции Исследуемых Вопросы и ориентацией на достижение универсальной и значимой цифровой трансформации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В [14] авторы подобно проанализировали тренды в телеком-отрасли, исходя из принятого на ВКРЭ-22 Плана действий и пересмотра ряда Резолюций ВКРЭ, где фокус был сделан на позиции различных регионов и стран в отношении вопросов развития электросвязи/ИКТ. Тогда авторами были отмечены следующие тренды:

- расширение и размытие круга рассматриваемых на ВКРЭ вопросов, тематических приоритетов работы Сектора развития электросвязи и региональных инициатив;
- смещение акцентов в сторону социально-экономических аспектов развития электросвязи/ИКТ;
- растущие противоречия между подходами регионов и соответствующих региональных организаций к деятельности МСЭ-D.

В настоящей же работе авторы проанализировали больше выходных документов последних четырех

Конференций, что позволяет сделать вывод о продолжении тенденции смещения акцентов в сторону социально-экономических аспектов развития электросвязи/ИКТ. Это отмечается как с точки зрения внедрения концепции универсальной и значимой подключенности, так и с точки зрения определения роли электросвязи/ИКТ в процессах цифровой трансформации. При этом новым важным трендом стало усиление внимания к новым и появляющимся технологиям, таким как искусственный интеллект и метавселенные. Данный тренд является важным для выполнения МСЭ и МСЭ-D своих ключевых функций как технического агентства ООН в области электросвязи/ИКТ. Авторы предполагают, что на следующей ВКРЭ произойдет окончательное определение курса МСЭ, где Российская Федерация неизменно выступает за фокусирование на новых и появляющихся технологиях и услугах электросвязи/ИКТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. World Telecommunication Development Conference. Buenos Aires, 21-29 March 1994. Final Report. – Geneva: ITU, 1994. – 172 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.144.43.en.100.pdf> (дата обращения: 28.04.2026).
2. World Telecommunication Development Conference (WTDC-98). Valletta (Malta), 23 March - 1 April 1998. Final Report. – Geneva: ITU, 1998. – 153 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.147.43.en.100.pdf> (дата обращения: 28.04.2026).
3. Заключительный отчет Всемирной конференции по развитию электросвязи 2002 года (ВКРЭ-02). Стамбул (Турция), 18-27 марта 2002 года. – Женева: МСЭ, 2002. – 207 с. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.153.43.ru.600.pdf> (дата обращения: 28.04.2026).
4. Заключительный отчет. Всемирная конференция по развитию электросвязи (ВКРЭ-06). Доха, Катар, 7-15 марта 2006 года. – Женева: МСЭ, 2006. – 280 с. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2006-PDF-R.pdf (дата обращения: 28.04.2026).
5. Заключительный отчет. Всемирная конференция по развитию электросвязи. Хайдарабад, Индия, 24 мая - 4 июня 2010 года. – Женева: МСЭ, 2010. – 332 с. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2010-R1-PDF-R.pdf (дата обращения: 28.04.2026).
6. Заключительный отчет. Всемирная конференция по развитию электросвязи (ВКРЭ-14). Дубай, Объединенные Арабские Эмираты, 30 марта - 10 апреля 2014 года. – Женева: МСЭ, 2014. – 734 с. – <https://www.itu.int/en/ITU-D/TIES/Protected/WTDC14/WTDC14-FinalReport-R.pdf> (дата обращения: 28.04.2026).
7. Заключительный отчет. Всемирная конференция по развитию электросвязи (ВКРЭ-17). Буэнос-Айрес, Аргентина, 9-20 октября 2017 года. – Женева: МСЭ, 2018. – 836 с. – https://www.itu.int/en/ITU-D/Conferences/WTDC/WTDC17/Documents/WTDC17_final_report_ru.pdf (дата обращения: 28.04.2026).
8. Всемирная конференция по развитию электросвязи 2022 года (ВКРЭ-22). Заключительный отчет. – Женева: МСЭ, 2022. – 664 с. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2022-PDF-R.pdf (дата обращения: 28.04.2026).
9. Всемирная конференция по развитию электросвязи 2025 года (ВКРЭ-25). Заключительный отчет. – Женева: МСЭ, 2026. – 764 с. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2025-PDF-R.pdf (дата обращения: 28.04.2026).
10. ITU-D CMDT-2017 Contribution 25. Proposals for the work of the Conference, Central African Republic. – WTDC, 2017. – 19 p. – Режим доступа: информационная система TIES: <https://www.itu.int/md/D14-WTDC17-C-0025/> (дата обращения: 28.04.2026).
11. ITU-D WTDC Contribution 38. Revision to Resolution 25 - Assistance to countries in special need: Afghanistan, Burundi, Central African Republic, Democratic Republic of the Congo, Eritrea, Ethiopia, Guinea, Guinea-Bissau, Haiti, Liberia, Rwanda, Sierra Leone, Somalia and Timor-Leste. – Режим доступа: информационная система TIES: <https://www.itu.int/md/D18-WTDC21-C-0038/> (дата обращения: 28.04.2026).
12. Draft new Resolution (Dubai, 2014). Broadband Technology for greater growth and development of broadband connectivity, Member States of the African Telecommunications Union. – WTDC, 2014. – Режим доступа: информационная система TIES: https://www.itu.int/dms_ties/itu-d/md/10/wtdc14/c/D10-WTDC14-C-0042!A10!MSW-E.docx (дата обращения: 28.04.2026).
13. Broadband Expansion in Developing Countries is a Priority for the United States, United States of America. – WTDC, 2014. – 10 p. – Режим доступа: информационная система TIES: https://www.itu.int/dms_ties/itu-d/md/10/wtdc14/c/D10-WTDC14-C-0022!A19!MSW-E.docx (дата обращения: 28.04.2026).
14. Зашева, Т.Г. Обзор итогов ВКРЭ-22 с точки зрения изменения трендов в работе Международного союза электросвязи / Т.Г. Зашева, У.А. Столярова, А.Ю. Плосский // Электросвязь. – 2023. – № 2. – С. 15-22.

Получено 22.05.2026;

принято к печати 28.05.2026

Key priorities and trends evolution of the World Telecommunication Development Conferences: from Dubai to Baku

U.A. Stolyarova, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), senior specialist; stolyarovaua@nic-t.ru

A.S. Konukhova, NRTC, senior specialist; konuhovaas@nic-t.ru

A.Yu. Plossky, NRTC, head of laboratory; aplossky@gmail.com

Abstract. The article presents the conclusions of the World Telecommunication Development Conference 2025. The aim of the study is to identify trends in the work of the Conference and, consequently, the Telecommunication Development Sector of the International Telecommunication Union. Using a comparative analysis method of different types of resulting documents, the authors note a shift in emphasis towards the socio-economic aspects of telecommunications/ICT development, a strengthening of the determination of the role of telecommunications/ICT in digital transformation processes, as well as a new focus on new and emerging technologies such as artificial intelligence and metaverses.

Keywords: International Telecommunication Union, ITU, digital divide, World Telecommunication Development Conference, WTDC, setting the goals, trends, thematic priorities, regional initiatives.

For citation: Stolyarova, U.A. Key priorities and trends evolution of the World Telecommunication Development Conferences: from Dubai to Baku / U.A. Stolyarova, A.S. Konukhova, A.Yu. Plossky // *Electrosvyaz*. — 2026. — No. 8. — P. 22-32. (in russian)

REFERENCES

1. World Telecommunication Development Conference. Buenos Aires, 21-29 March 1994. Final Report. – Geneva: ITU, 1994. – 172 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.144.43.en.100.pdf>.
2. World Telecommunication Development Conference (WTDC-98). Valletta (Malta), 23 March - 1 April 1998. Final Report. – Geneva: ITU, 1998. – 153 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.147.43.en.100.pdf>.
3. Final Report. World Telecommunication Development Conference. Istanbul, Turkey, 18-27 March 2002. – Geneva: ITU, 2002. – 207 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.153.43.en.100.pdf>.
4. Final Report. World Telecommunication Development Conference (WTDC-06). Doha, Qatar, 7-15 March 2006. – Geneva: ITU, 2006. – 280 p. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2006-PDF-E.pdf.
5. Final Report. World Telecommunication Development Conference. (WTDC-10). Hyderabad, India, May 24-June 4, 2010. – Geneva: ITU, 2010. – 332 p. – <http://handle.itu.int/11.1004/020.1000/4.166.43.en.100>.
6. Final Report. World Telecommunication Development Conference. (WTDC-14). Dubai, United Arab Emirates, March 30 - April 10, 2014. – Geneva: ITU, 2014. – 734 p. – <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/4.295.43.en.100.pdf>.
7. Final Report. World Telecommunication Development Conference. (WTDC-17). Buenos Aires, Argentina, October 9-20, 2017. – Geneva: ITU, 2018. – 836 p. – https://www.itu.int/en/ITU-D/Conferences/WTDC/WTDC17/Documents/WTDC17_final_report_en.pdf.
8. World Telecommunication Development Conference 2022 (WTDC -22). Final Report. – Geneva: ITU, 2022. – 664 p. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2022-PDF-E.pdf.
9. World Telecommunication Development Conference 2025 (WTDC -25). Final Report. – Geneva: ITU, 2026. – 764 p. – https://www.itu.int/dms_pub/itu-d/opb/tdc/D-TDC-WTDC-2025-PDF-E.pdf.
10. ITU-D CMDT-2017 Contribution 25. Proposals for the work of the Conference, Central African Republic. – WTDC, 2017. – 19 p. – <https://www.itu.int/md/D14-WTDC17-C-0025/>.
11. ITU-D WTDC Contribution 38. Revision to Resolution 25 - Assistance to countries in special need: Afghanistan, Burundi, Central African Republic, Democratic Republic of the Congo, Eritrea, Ethiopia, Guinea, Guinea-Bissau, Haiti, Liberia, Rwanda, Sierra Leone, Somalia and Timor-Leste. – <https://www.itu.int/md/D18-WTDC21-C-0038/>.
12. Draft new Resolution (Dubai, 2014). Broadband Technology for greater growth and development of broadband connectivity, Member States of the African Telecommunications Union. – WTDC, 2014. – https://www.itu.int/dms_ties/itu-d/md/10/wtdc14/c/D10-WTDC14-C-0042!A10!MSW-E.docx.
13. Broadband Expansion in Developing Countries is a Priority for the United States, United States of America. – WTDC, 2014. – 10 p. – https://www.itu.int/dms_ties/itu-d/md/10/wtdc14/c/D10-WTDC14-C-0022!A19!MSW-E.docx.
14. Zasheva, T.G. Review of WTDC-22 outcomes in terms of changing trends in the work of the International Telecommunication Union / T.G. Zasheva, U.A. Stolyarova, A.Yu. Plossky // *Electrosvyaz*. – 2023. – No. 2. – P. 15-22. (in russian)

Генетический подход к повышению производительности распределенных хранилищ данных в телекоммуникационных системах

И.Б. Саенко, Санкт-Петербургский филиал НИЦ Телеком, старший научный сотрудник, Военная академия связи, профессор, д.т.н.; ibsaen@mail.ru

Д.С. Иванцов, Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр РАН, аспирант; dima_ivantsov91@mail.ru

УДК 004.056

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.004

Аннотация. Рассмотрены ключевые решения по построению генетического алгоритма, лежащего в основе предлагаемого подхода к созданию распределенных хранилищ данных в телекоммуникационных системах с целью повышения их производительности, а также обсуждаются экспериментальные результаты по применению предлагаемого подхода. Сформулирована постановка задачи оптимального распределения файлов по узлам хранилища данных, в которой необходимо достичь максимального значения показателя его производительности при условии удовлетворения заданного значения показателя отказоустойчивости. Предложены и детально проработаны шаги генетического алгоритма, содержащие некоторые новшества, касающиеся, в частности, использования столбцов матрицы, определяющей план распределения файлов, в качестве генов хромосом, реализации универсальной стохастической выборки точек скрещивания, а также использования принципа элитизма для сохранения наилучшего генофонда. Проведены вычислительные эксперименты, показавшие, что предложенный подход позволяет решить поставленную задачу с достаточно высокой точностью за существенно меньшее время, чем это делают традиционные математические методы оптимизации.

Ключевые слова: телекоммуникационная система, большие данные, хранилище данных, отказоустойчивость хранилища, производительность хранилища, генетический алгоритм.

Для цитирования: Саенко, И.Б. Генетический подход к повышению производительности распределенных хранилищ данных в телекоммуникационных системах / И.Б. Саенко, Д.С. Иванцов // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 33-40.

ВВЕДЕНИЕ

Распределенные хранилища данных (РХД) находят все большее применение в современном мире. В Российской Федерации имеется определенный опыт построения и использования РХД в банковской сфере [1], в промышленном секторе [2], в здравоохранении [3], в сельском хозяйстве [4], в коммерческих компаниях [5], а также в органах государственного управления [6] и на объектах критической инфраструктуры [7]. Однако особую значимость РХД имеют в телекоммуникационных системах, что вызвано спецификой хранимых данных и моделей управления ими [8, 9]. Телекоммуникационным компаниям, в частности, компаниям, обеспечивающим междугородную и международную связь (ОАО «Ростелеком» и ОАО «МТТ»), а также операторам мобильной связи (ПАО «ВымпелКом», ПАО «МТС», ПАО «МегаФон» и другим) приходится жестко конкурировать между собой в борьбе за клиентов. Всем им приходится решать различные маркетинговые задачи, задачи планирования и управления транспортными ресурсами, а также задачи, связанные с разрозненностью данных и уменьшением времени доступа к ним [10, 11]. В результате телекоммуникационные компании

во все большей степени ориентируются на внедрение аналитических систем, позволяющих расширить возможности анализа данных, ускорить доступ к информации и повысить ее качество. Информационной основой таких систем являются хранилища данных [12], а необходимость обеспечения высокой устойчивости хранения и доступности данных диктует требование, чтобы эти хранилища были распределенными [13].

Анализ проблем построения РХД показывает, что к их числу относится разработка решений, обеспечивающих высокую производительность и отказоустойчивость хранилищ [14]. Наличие в РХД большого количества узлов, связанных высокоскоростными телекоммуникационными каналами, позволяет принимать решения по распределению фрагментов данных (копий, блоков) по узлам, которые обеспечивают высокую производительность РХД. Однако организация такого распределения фрагментов данных является достаточно сложной задачей [15], методы решения которой в настоящее время еще не получили необходимой разработки.

В большинстве распределенных информационных систем, в которых приходится решать проблемы,

связанные с обработкой больших данных, для создания РХД используется распределенная файловая система Hadoop (HDFS) и модель распределенных вычислений MapReduce [16]. Система HDFS является основой для хранения данных не только в системах распределенных вычислений, но и в других системах, например, в системах управления базами данных (СУБД), которые относятся к классу NoSQL [17]. Примерами таких СУБД являются системы HBase, Apache Hive, Apache Pig, Apache Impala и другие [18]. Платформы распределенных вычислений используются для хранения и управления большими данными специальные методы и алгоритмы, которые позволяют доводить объемы хранимых данных до экзатбайтов и зеттабайтов [19]. Однако использование этих платформ в отечественных телекоммуникационных системах не способствует обеспечению информационно-технологического суверенитета страны [20]. Поэтому крайне важна разработка отечественных решений по построению РХД.

Как правило, в РХД формируются метаданные, которые хранятся на отдельном узле. Метаданные показывают, как распределены фрагменты данных и их реплики по узлам хранения данных. В то же время пользователи не видят метаданных и не знают, как распределены фрагменты данных по узлам. Они обращаются с запросами к таблицам данных. Алгоритмы управления РХД самостоятельно определяют, в каких фрагментах находятся релевантные записи и на каких узлах хранятся эти фрагменты. Если узел с релевантными данными находится в компьютерной сети далеко от пользователя, то оперативность работы пользователя с хранилищем уменьшается. Если данные находятся на узле пользователя или соседнем узле, то оперативность увеличивается. Иными словами, можно сделать вывод, что производительность РХД во многом зависит от принятых решений по распределению фрагментов данных и их копий по узлам хранения данных.

Производительность РХД является антагонистическим свойством по отношению к его отказоустойчивости [21]. Большое количество реплик увеличивает устойчивость РХД, однако уменьшает его производительность, если пользователь часто выполняет операции обновления данных. Эти операции затрагивают все реплики. Поэтому при большом количестве реплик, а также в случае, если они связаны друг с другом медленными каналами, выполнение операций обновления данных требует значительного времени [22].

Таким образом, проблема оптимизации схемы распределения реплик данных по узлам РХД представляет большой интерес как для разработчиков, так и для администраторов этих систем. Подходы и методы решения этой проблемы пока еще остаются недостаточно исследованными, даже в условиях

применения технологий искусственного интеллекта [23].

В настоящей статье предлагается подход к решению этой проблемы, основанный на использовании генетического алгоритма. Предложенный подход позволяет учитывать не только структуру РХД, но и все множество файлов, требующих оптимального распределения, для чего формируется план распределения.

Целью настоящей работы является рассмотрение ключевых решений по построению предлагаемого генетического алгоритма, а также контрольных примеров применения предлагаемого подхода.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

Предлагаемый подход предназначен для использования проектировщиками и разработчиками РХД с целью снижения среднего времени реакции системы на запросы пользователей, а также для административного персонала, обеспечивающего постоянное функционирование РХД. Он представляет собой инструмент, позволяющий сформировать оптимальный план распределения файлов таким образом, что, с одной стороны, показатель производительности стремится к максимуму, а с другой стороны, удовлетворяются предъявляемые к РХД требования по отказоустойчивости в условиях различных дестабилизирующих воздействий.

Исходными данными задачи оптимизации плана распределения файлов в РХД являются:

- сетевая структура РХД;
- количество узлов хранения в РХД;
- пропускные способности каналов связи между узлами и внутри узлов;
- скорость обработки информации на сервере;
- интенсивности отказов и восстановления узлов хранения;
- вероятности несанкционированного доступа к серверу и узлам хранения файлов;
- вероятность формирования запросов к файлам;
- средний объем запроса на доступ к файлам;
- количество различных файлов в РХД и их объемы;
- интенсивности запросов к файлам;
- действующий план распределения файлов;
- требования к РХД по производительности и устойчивости.

Постановка задачи формулируется следующим образом: разработать подход, позволяющий найти такой план распределения файлов $X = \|x_{ij}\|$ ($i = 1, \dots, m$; m — количество файлов; $j = 1, \dots, n$; n — количество узлов хранения), при котором показатель производительности $P_{\text{пр}} \rightarrow \max$ при условии выполнения требований по устойчивости $K_r(T_{\text{тр}}) \geq K_r^{\text{доп}}$, где K_r — коэффициент готовности; $T_{\text{тр}}$ — контролируемый

период времени; $K_r^{\text{доп}}$ – допустимый коэффициент готовности.

Ограничения и допущения:

1) $\sum_{i=1}^m x_{ij} \geq 1$ – на каждом узле должен содержаться хотя бы один файл;

2) $\sum_{j=1}^n x_{ij} \geq 1$ – каждый файл должен содержаться хотя бы на одном узле.

РЕАЛИЗАЦИЯ ГЕНЕТИЧЕСКОГО ПОДХОДА

Анализ известных методов решения оптимизационных задач показывает, что наиболее подходящими для решения задачи оптимального распределения файлов по узлам хранения являются генетические алгоритмы [24]. Существуют различные взгляды на последовательность и содержание шагов генетического алгоритма. Будем придерживаться структуры алгоритма, блок-схема которого показана на рисунке.

Она включает следующие шаги:

1. *Определение функции пригодности*, которая дает количественную оценку степени пригодности воз-

можного решения задачи и позволяет считать, почему одно решение задачи является лучшим (более приемлемым), чем другое решение.

2. *Кодирование возможных решений задачи*. Закодированное решение в терминологии генетического алгоритма называется *особью*. Обычно решения кодируются с помощью символьных или числовых строк. Отдельный символ этого кода называется *геном*. Совокупность генов в строке называется *хромосомой*.

В качестве гена хромосомы рассматривается i -й столбец $X_i = \{x_{i1}, \dots, x_{in}\}$ искомой матрицы X , определяющей план распределения файлов, а в качестве хромосомы – матрица $V = \{X_1, \dots, X_n\}$. Количество генов в хромосоме всегда одинаково и равно количеству узлов хранения файлов n .

3. *Создание начального множества особей*, которое называется *популяцией*. Эта процедура реализуется с помощью датчика случайных чисел.

4. *Формирование новых особей путем скрещивания* – выбор пар особей, которые называются *родителями*, для формирования новых особей, называемых *потомками*, путем скрещивания. При этом используется модель N -точечного оператора скрещивания. Хромосомы родителей разбиваются на фрагменты. Затем происходит обмен фрагментами родительских хромосом, чтобы сформировать хромосомы потомков. Новые особи оцениваются с помощью функции пригодности и добавляются в текущую популяцию.

5. *Формирование новых особей путем мутации*. При мутации особи изменяют свои гены. Мутация выполняется в два этапа. На первом этапе определяются гены, подлежащие модификации. Отбор генов осуществляется с определенной вероятностью. Затем с некоторой вероятностью происходит инвертирование значения, соответствующего выбранным элементам.

6. *Селекция популяции*, которая заключается в оставлении в ней некоторого количества особей, обладающих самыми высокими значениями функции пригодности. Остальные особи (наиболее «плохие») удаляются из популяции.

7. Если выполняются критерии *завершения алгоритма*, к числу которых относятся превышение значения максимального количества итераций или отсутствие изменения максимального значения функции пригодности в популяции в течение заданного количества итераций, то в качестве решения оптимизационной задачи выбирается особь с максимальным значением функции пригодности. Иначе происходит возврат к шагу 3.

Подготовка исходных данных для работы генетического алгоритма заключается во вводе следующих параметров:

- количество особей в популяции;
- вероятность скрещивания;

Блок-схема генетического алгоритма



- вероятность мутации особи;
- процент генов особи, которые будут мутировать;
- максимальное количество поколений;
- количество поколений, в течение которых не изменяется функция пригодности;
- количество особей, сохраняемых в «зале славы»;
- количество особей, которые по окончании работы генетического алгоритма сформируют множество предпочтительных планов распределения файлов.

«Зал славы» позволяет сохранить лучшие особи, встретившиеся в процессе эволюции, даже если вследствие выполнения операций отбора, скрещивания и мутации эти особи подлежали бы исключению из популяции. «Зал славы» поддерживается в отсортированном состоянии, так что первым элементом всегда является особь с наилучшим значением функции пригодности.

Функция пригодности определяется для двух случаев реализации подхода: начального проектирования и реконфигурации РХД.

В первом случае функция пригодности $F_{\text{нп}}$ принимает следующий вид:

$$F_{\text{нп}} = \gamma_1 f_1 + \gamma_2 f_2,$$

где f_1 — показатель производительности; f_2 — показатель отказоустойчивости; γ_1 и γ_2 — весовые коэффициенты, обеспечивающие поиск решений при условии, что $f_1 \rightarrow \max$, а f_2 не превышает требуемое значение.

Для этапа реконфигурации хранилища функция пригодности $F_{\text{ре}}$ определяется следующим выражением:

$$F_{\text{ре}} = \gamma_1 f_1 + \gamma_2 f_2 + \gamma_3 f_3,$$

где f_3 — показатель, характеризующий издержки, связанные с реконфигурацией; γ_3 — весовой коэффициент, обеспечивающий совместно с γ_1 и γ_2 реализацию условия, что $f_3 \rightarrow \min$, а f_1 и f_2 находятся в ограничениях.

Особи начальной популяции формируются с учетом гарантированного распределения всех файлов по узлам хранения, а также с учетом того, что на всех узлах должен размещаться хотя бы один файл, т.е. в каждой строке и в каждом столбце булевой матрицы, представляющей собой особь популяции, есть как минимум одна единица.

Условиями завершения работы генетического алгоритма являются:

- достижение заданного максимального количества поколений;
- отсутствие изменений функции пригодности на протяжении заданного количества поколений.

Алгоритм реализует быструю сортировку особей популяции с целью выделить группы с наибольшим значением функции пригодности. В результате в последующих поколениях будут быстрее появляться особи с более совершенным генофондом.

Выбор пар особей для последующего их скрещивания носит вероятностный характер. При этом вероятность выбора индивидуума зависит от его приспособленности. У более приспособленных особей шансы отобраться выше. В качестве метода отбора, как правило, выбирается один из следующих методов:

- правило рулетки;
- универсальная стохастическая выборка;
- ранжированный отбор;
- масштабирование приспособленности;
- турнирный отбор.

Перед выполнением оператора N -точечного скрещивания необходимо определить количество точек скрещивания N . Данная процедура называется универсальной стохастической выборкой точек скрещивания.

Мутация особей осуществляется в два этапа. Сначала осуществляется выбор с заданной вероятностью особей, чьи гены будут мутировать. Затем в каждой из этих особей случайным образом выбирается заданное количество генов и осуществляется их инвертирование.

Алгоритм реализует принцип элитизма, который означает, что производится отбор некоторого заданного количества наилучших особей в «зал славы» для того, чтобы гарантировать, что лучшие особи обязательно перейдут в следующее поколение.

Завершается итерация генетического алгоритма оператором селекции, который переносит в следующее поколение особи, имеющие более высокие значения функции пригодности.

Особь, имеющая после завершения генетического алгоритма максимальное значение функции пригодности, отражает оптимальный план распределения файлов в РХД.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ГЕНЕТИЧЕСКОГО ПОДХОДА

Результативность предложенного генетического подхода была оценена на серии вычислительных экспериментов. Эксперименты проводились для следующей конфигурации РХД:

- количество различных файлов $m = 20$;
- количество узлов хранения файлов $n = 5$;
- объем v_i i -го файла, интенсивность λ_j запросов к файлу с j -го узла задаются целочисленными массивами, а коэффициенты пропускных способностей c_{jl} между узлами j и l , вероятность PR_{il} формирования запросов с l -го узла к i -му файлу задаются вещественными матрицами;
- объем i -го файла $v_i \in [500; 150000]$ Кбайт, $i = \overline{1, m}$;
- интенсивность запросов к файлу с j -го узла $\lambda_j \in [1; 100]$ запросов/ч, $j = \overline{1, n}$;
- коэффициенты пропускных способностей между узлами j и l $c_{jl} \in [0, 5; 100]$ Мбит/с, $j = \overline{1, n}$, $l = \overline{1, n}$;

Гиперпараметры генетического алгоритма

Гиперпараметр	Значение
Тип популяции	битовый двумерный массив
Размер популяции	50
Вероятность скрещивания	0,8
Вероятность мутации	0,2
Тип оператора отбора родительских особей	равновероятностный
Тип оператора скрещивания	адаптивный N -точечный
Тип оператора мутации	зависимый от ограничений

- вероятность формирования запросов с l -го узла к i -ому файлу $PR_{ji} \in [0; 1]$, $j = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$.

В таблице приведены гиперпараметры генетического алгоритма.

Для анализа влияния интенсивности запросов на значение вероятности того, что среднее время реакции системы на запросы пользователей не будет больше допустимого, был проведен ряд экспериментов. Распределение файлов по узлам хранения при $\lambda_j \in [1; 10]$ запросов/с привело к итоговому значению показателя производительности $P_{пр} = 0,967$.

Для проверки достоверности работы генетического алгоритма, представленного в данном подходе, задача была решена также с помощью метода множителей Лагранжа. Для тех же исходных данных и значений параметров, что и в приведенном выше эксперименте, было получено значение показателя производительности $P_{пр} = 0,978$.

Анализ экспериментальных результатов показывает, что значения показателя производительности, полученные двумя способами (с помощью генетического алгоритма и методом множителей Лагранжа), являются достаточно близкими. Разница значений вызвана небольшими различиями в результатах распределения файлов по узлам хранения. При этом следует отметить, что предложенный генетический алгоритм, по сути, является приближенным методом. Однако он дает решения в достаточной степени близкие к оптимальному. Отклонение значения от оптимального составляет всего 1,2%.

При этом следует отметить, что, как показали эксперименты, время решения задачи в значительной степени определяется ее размерностью (числом узлов, файлов, размером популяции) и в меньшей

степени зависит от таких гиперпараметров, как вероятность скрещивания, вероятность мутации и типы операторов. При этом оно практически не зависит от остальных входных параметров (объемов файлов, интенсивности запросов).

Основным выводом в результате проведенных экспериментов на контрольных примерах является то, что предложенный генетический алгоритм позволяет найти рациональное или оптимальное (с точки зрения ограничений задачи) решение, являясь при этом разновидностью методов поиска с элементами случайности, за существенно меньшее время, чем метод множителей Лагранжа. При увеличении размерности задачи время ее решения с использованием генетического алгоритма растет медленнее по сравнению с методом множителей Лагранжа.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе рассмотрен подход к построению РХД для телекоммуникационных систем, обеспечивающий высокую производительность и требуемую отказоустойчивость хранилищ за счет применения генетического алгоритма для решения задачи оптимального распределения файлов и их копий по узлам РХД. Несмотря на то, что генетический алгоритм в целом содержит стандартные этапы, в нем присутствуют отдельные новшества, такие как использование столбцов матрицы, определяющей план распределения файлов, в качестве генов хромосом, реализация универсальной стохастической выборки точек скрещивания, использование «зала славы» для сохранения наилучшего генофонда и некоторые другие.

Проведенные вычислительные эксперименты показали, что предложенный подход обеспечивает достаточно высокую точность нахождения оптимального плана распределения файлов в РХД. Отклонение от точного решения задачи, полученного путем ее решения методом множителей Лагранжа, составило чуть выше одного процента. При этом время поиска решения с помощью генетического алгоритма было существенно меньше.

Дальнейшие исследования направлены на практическую реализацию предложенного генетического подхода в телекоммуникационных РХД.

*Работа выполнена
при частичной финансовой поддержке
бюджетной темы FFZF-2025-0016
в СПб ФИЦ РАН*

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Сивов, В.В.** Отказоустойчивый кластер хранилища данных для аналитических запросов в банковской сфере / В.В. Сивов, В.А. Богатырев // Advanced Engineering Research (Rostov-on-Don). – 2023. – Т. 23, № 1. – С. 76-84.
2. **Братарчук, Т.В.** Влияние инфраструктуры дата-центров и распределенных хранилищ данных на эффективность стратегического планирования в промышленном секторе / Т.В. Братарчук // Кузнечно-штамповочное производство. Обработка материалов давлением. – 2025. – № 1. – С. 51-59.
3. **Ананченко, И.В.** Разработка архитектуры хранилища данных для системы здравоохранения / И.В. Ананченко, Д.А. Зырянова // Наука и молодые учёные. Сборник статей Международной научно-практической конференции. – Пенза, 2025. – С. 16-18.
4. **Чернышева, К.В.** Использование хранилищ данных в экономике и менеджменте АПК / К.В. Чернышева, А.П. Королькова, С.И. Афанасьева, Н.В. Карпузова // Техника и оборудование для села. – 2022. – № 4(298). – С. 44-48.
5. **Короткевич, А.А.** Архитектура и программное обеспечение централизованного хранилища данных в локальных пользовательских сетях / А.А. Короткевич // Парадигма. – 2025. – № 4-2. – С. 201-206.
6. **Сарбасов, Р.А.** Проблемы организации хранения информации / Р.А. Сарбасов // Актуальные исследования. – 2023. – № 23-1(153). – С. 71-72.
7. **Самойлов, Н.С.** Формирование единого хранилища данных о системе информационной безопасности на объектах критической информационной инфраструктуры / Н.С. Самойлов, В.А. Крючков, И.В. Лиморенко // Глобальные проблемы современности. Ресурсы и потенциал. Материалы Международной научно-практической конференции. – Краснодар, 2024. – С. 448-453. – EDN: OCLULP.
8. **Ахатов, Р.** Стратегии управления данными в телекоммуникационных сетях / Р. Ахатов, А. Анналыев, М. Атагарыева // Вестник науки. – 2024. – Т. 3, №9(78). – С. 330-333.
9. **Мандрика, О.С.** Модели построения корпоративного хранилища данных / О.С. Мандрика, С.Г. Ермаков // Информатизация и связь. – 2024. – № 2. – С. 22-26.
10. **Ермаков, А.В.** Метод управления дополнительными транспортными ресурсами в телекоммуникационной системе высокотехнологичной компании / А.В. Ермаков // Информация и космос. – 2024. – № 3. – С. 32-37.
11. **Ермаков, А.В.** Телекоммуникационная система высокотехнологичной компании: принципы построения и направления модернизации: монография / А.В. Ермаков. – Якутск: Северо-Восточный федеральный университет им. М.К. Аммосова, 2026. – 176 с.
12. **Михайличенко, О.В.** Создание информационных хранилищ данных / О.В. Михайличенко // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. – 2004. – № 14. – С. 301-306.
13. **Павлова, А.А.** Обзор международного рынка распределенных вычислений и хранилищ данных (облачное хранение) / А.А. Павлова, Д.А. Цивдинова, Б.А. Чилгиров и др. // Экономика и предпринимательство. – 2024. – № 1(162). – С. 562-566.
14. **Батьков, В.О.** Анализ проблем современных хранилищ данных / В.О. Батьков // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». – 2013. – Т. 1. – С. 259-261.
15. **Голенев, А.В.** Принципы построения распределенных глобальных файловых хранилищ с обеспечением резервирования данных для чтения и высокой доступности хранения / А.В. Голенев // Universum: технические науки. – 2025. – № 1-1(130). – С. 35-40.
16. **Батанов, А.О.** Передовой подход к распределенным системам: динамические алгоритмы и эффективная обработка больших данных / А.О. Батанов, А.С. Литвинова // Современные наукоемкие технологии. – 2025. – № 3. – С. 8-13.
17. **Сотников, Д.В.** Использование NoSQL моделей для хранилищ данных специального назначения / Д.В. Сотников, И.В. Атласов, Л.М. Божко // Системы управления и информационные технологии. – 2023. – № 1(91). – С. 68-73.
18. **Saenko, I.** Towards Resilient and Efficient Big Data Storage: Evaluation for a SIEM System Repository Based on HDFS / I. Saenko, I. Kotenko // 2022 30th Euromicro International Conference on Parallel, Distributed and Network-based Processing (PDP). – P. 290-297.
19. **Пиньяо, Л.** Разработка автономного хранилища данных на основе Apache Spark / Л. Пиньяо, И.В. Никифоров, А.Д. Ковалев // Современные технологии в теории и практике программирования. Сборник материалов научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – СПб., 2023. – С. 151-153.
20. **Гущина, Е.А.** Обеспечение информационно-технологического суверенитета государства в условиях развития цифровой экономики / Е.А. Гущина, Г.И. Макаренко, М.Ю. Сергин // Право.by. – 2018. – № 6(56). – С. 59-63.
21. **Дутова, А.А.** Методика проектирования отказоустойчивых хранилищ данных в высоконагруженных системах / А.А. Дутова, И.В. Никифоров, Л.П. Котлярова // Современные технологии в теории и практике программирования. Сборник материалов научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – СПб., 2023. – С. 238-239.
22. **Каштанов, М.Г.** Порядок представления данных в современных отказоустойчивых хранилищах / М.Г. Каштанов, Г.Е. Русов // Современные научные исследования и инновации. – 2023. – № 12(152). – Статья 10.
23. **Литвинов, В.Л.** Применение технологий искусственного интеллекта в управлении современными и перспективными телекоммуникационными инфраструктурами / В.Л. Литвинов, О.В. Раковский, Л.П. Козлова, О.А. Козлова // Электросвязь. – 2025. – № 9. – С. 82-90.
24. **Николаев, В.В.** Методика оптимизации плана распределения информационных ресурсов в едином информационном пространстве / В.В. Николаев, И.Б. Саенко, А.В. Ермаков // Электросвязь. – 2024. – № 4. – С. 50-54.

*Получено 02.06.2026;
принято к печати 05.06.2026*

A genetic approach to improving the performance of distributed data storage in telecommunication systems

I.B. Saenko, Saint Petersburg's branch of The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), senior researcher, Military Telecommunication Academy, professor, Dr.Sci.(Tech.); ibsaen@mail.ru

D.S. Ivantsov, St. Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences, postgraduate; dima_ivantsov91@mail.ru

Abstract. The article discusses key decisions on the construction of a genetic algorithm that underlies the proposed approach to constructing distributed data storages in telecommunication systems with the aim of increasing their performance, and experimental results on the application of the proposed approach are also discussed. The problem of optimal distribution of files among data storage nodes is formulated, in which it is necessary to achieve the maximum value of its performance indicator, subject to satisfying the specified value of the fault-tolerance indicator. The steps of a genetic algorithm were proposed and detailed, incorporating several innovations, including the use of columns of the matrix defining the file distribution plan as chromosomal genes, the implementation of a universal stochastic selection of crossover points, and the use of the elitism principle to preserve the best gene pool. Computational experiments were conducted, demonstrating that the proposed approach enables solving the problem with a sufficiently high accuracy in significantly less time than traditional mathematical optimization methods.

Keywords: telecommunication system, big data, data storage, storage fault tolerance, storage performance, genetic algorithm.

For citation: Saenko, I.B. A genetic approach to improving the performance of distributed data storage in telecommunication systems / I.B. Saenko, D.S. Ivantsov // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 33-40. (in russian)

REFERENCES

- 1. Sivov, V.V.** Fault-tolerant data storage cluster for analytical queries in the banking sector / V.V. Sivov, V.A. Bogatyrev // *Advanced Engineering Research* (Rostov-on-Don). – 2023. – Vol. 23, No. 1. – P. 76-84. (in russian)
- 2. Bratarchuk, T.V.** The impact of data center infrastructure and distributed data storages on the efficiency of strategic planning in the industrial sector / T.V. Bratarchuk // *Forging and stamping production. Material pressure processing*. – 2025. – No. 1. – P. 51-59. (in russian)
- 3. Ananchenko, I.V.** Development of data storage architecture for the healthcare system / I.V. Ananchenko, D.A. Zyryanova // *Science and young scientists. Collection of articles from the International scientific and practical conference*. – Penza, 2025. – P. 16-18. (in russian)
- 4. Chernysheva, K.V.** Use of data storages in the economics and management of the agro-industrial complex / K.V. Chernysheva, A.P. Korolkova, S.I. Afanasyeva, N.V. Karpuzova // *Machinery and equipment for the village*. – 2022. – No. 4(298). – P. 44-48. (in russian)
- 5. Korotkevich, A.A.** Architecture and software of centralized data storage in local user networks / A.A. Korotkevich // *Paradigm*. – 2025. – No. 4-2. – P. 201-206. (in russian)
- 6. Sarbasov, R.A.** Problems of organizing information storage / R.A. Sarbasov // *Current research*. – 2023. – No. 23-1(153). – P. 71-72. (in russian)
- 7. Samoilov, N.S.** Formation of a unified data warehouse on the information security system at critical information infrastructure facilities / N.S. Samoilov, V.A. Kryuchkov, I.V. Limorenko // *Global problems of our time. Resources and potential. Proceedings of the International scientific and practical conference*. – Krasnodar, 2024. – P. 448-453. – EDN: OCLULP. (in russian)
- 8. Akhatov, R.** Data management strategies in telecommunication networks / R. Akhatov, A. Annalyev, M. Atagarryeva // *Science Bulletin*. – 2024. – Vol. 3, No. 9(78). – P. 330-333. (in russian)
- 9. Mandrika, O.S.** Models for building a corporate data storage / O.S. Mandrika, S.G. Ermakov // *Informatization and Communication*. – 2024. – No. 2. – P. 22-26. (in russian)
- 10. Ermakov, A.V.** Method for managing additional transport resources in the telecommunication system of a high-tech company / A.V. Ermakov // *Information and Space*. – 2024. – No. 3. – P. 32-37. (in russian)
- 11. Ermakov, A.V.** Telecommunication system of a high-tech company: principles of construction and directions of modernization: monograph / A.V. Ermakov. – Yakutsk: North-Eastern Federal University named after M.K. Ammosov, 2026. – 176 p. (in russian)
- 12. Mikhailichenko, O.V.** Creation of information data storages / O.V. Mikhailichenko // *Scientific and Technical Bulletin of the St. Petersburg State University of Information Technology, Mechanics and Optics*. – 2004. – No. 14. – P. 301-306. (in russian)
- 13. Pavlova, A.A.** Review of the international market of distributed computing and data storages (cloud storage) / A.A. Pavlova, D.A. Tsivdinova, B.A. Chilgironov et al. // *Economy and entrepreneurship*. – 2024. – No. 1(162). – P. 562-566. (in russian)
- 14. Batkov, V.O.** Analysis of problems of modern data storages / V.O. Batkov // *Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality"*. – 2013. – Vol. 1. – P. 259-261. (in russian)
- 15. Golenev, A.V.** Principles of construction of distributed global file storage with providing data redundancy for reading and high storage availability / A.V. Golenev // *Universum: Technical Sciences*. – 2025. – No. 1-1(130). –

P. 35-40. (in russian)

16. Batanov, A.O. Advanced approach to distributed systems: dynamic algorithms and efficient processing of big data / A.O. Batanov, A.S. Litvinova // Modern Science-Intensive Technologies. – 2025. – No. 3. – P. 8-13. (in russian)

17. Sotnikov, D.V. Using NoSQL models for special-purpose data storages / D.V. Sotnikov, I.V. Atlasov, L.M. Bozhko // Control Systems and Information Technologies. – 2023. – No. 1(91). – P. 68-73. (in russian)

18. Saenko, I. Towards Resilient and Efficient Big Data Storage: Evaluation for a SIEM System Repository Based on HDFS / I. Saenko, I. Kotenko // 2022 30th Euromicro International Conference on Parallel, Distributed and Network-based Processing (PDP). – P. 290-297.

19. Pinyao, L. Development of an

autonomous data storage based on Apache Spark / L. Pinyao, I.V. Nikiforov, A.D. Kovalev // Modern technologies in theory and practice of programming. Collection of materials of the scientific and practical conference of students, postgraduates, and young scientists. – St. Petersburg, 2023. – P. 151-153. (in russian)

20. Gushchina, E.A. Ensuring the information technology sovereignty of the state in the context of the development of the digital economy / E.A. Gushchina, G.I. Makarenko, M.Yu. Sergin // Pravo.by. – 2018. – No. 6(56). – P. 59-63. (in russian)

21. Dutova, A.A. Methodology for designing fault-tolerant data storage in highly loaded systems / A.A. Dutova, I.V. Nikiforov, L.P. Kotlyarova // Modern technologies in programming theory and practice. Collection of materials from the scientific and practical conference of students, graduate students,

and young scientists. – St. Petersburg, 2023. – P. 238-239. (in russian)

22. Kashtanov, M.G. Data presentation order in modern fault-tolerant storage systems / M.G. Kashtanov, G.E. Rusov // Modern scientific research and innovation. – 2023. – No. 12(152). – Article 10. (in russian)

23. Litvinov, V.L. Application of artificial intelligence technologies in the management of modern and prospective telecommunication infrastructures / V.L. Litvinov, O.V. Rakovsky, L.P. Kozlova, O.A. Kozlova // Electrosvyaz. – 2025. – No. 9. – P. 82-90. (in russian)

24. Nikolaev, V.V. Methodology for optimizing the information resources distribution plan in a common information space / V.V. Nikolaev, I.B. Saenko, A.V. Ermakov // Electrosvyaz. – 2024. – No. 4. – P. 50-54. (in russian)

Федеральный
форум

по ИТ и цифровизации
в дискретных отраслях
промышленности

Цифропром



2025 г.

11 ноября 2026 г.

отель Continental
Москва, Тверская ул., д. 22



Цифропром – экспертная площадка для дискретных предприятий, где цифровизация перестаёт быть теорией. Внедрение импортонезависимых ИТ-систем и средств автоматизации в условиях технологического суверенитета – здесь эти задачи превращаются в конкретные решения и проверенные кейсы. Участники получают доступ к реальному опыту коллег, живым обсуждениям и лучшим разработкам российских вендоров.

Организатор:

www.comconf.ru/industry2026

COMNEWS
CONFERENCES

Модифицированный алгоритм перераспределения длин волн в оптических сетях связи на основе метода раскраски графа

С.А. Ясинский, Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Будённого (ВАС им. С.М. Будённого), старший научный сотрудник, доцент, д.т.н.; yasinsky777@mail.ru

А.Н. Зюзин, ВАС им. С.М. Будённого, доцент, к.т.н.; alexz01@bk.ru

А.П. Бойко, ВАС им. С.М. Будённого, докторант кафедры сетей связи и систем коммутации, доцент, к.т.н.; varenyxa89@gmail.com

УДК 621.395.74

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.005

Аннотация. В статье рассматриваются особенности перераспределения длин волн в оптических сетях связи со спектральным уплотнением каналов в условиях их эксплуатации и модернизации. При этом решается задача выбора маршрутов и назначения длин волн составных оптических каналов, называемых световыми путями. В работе исследуется этап назначения длин волн для новых световых путей при сохранении ранее сформированного плана использования спектрального ресурса. Необходимость решения данной задачи возникает при организации новых соединений без изменения длин волн действующих световых путей, что обеспечивает преемственность настроек оборудования и сокращает объём реконфигурации сети. Для решения указанной задачи предложен модифицированный алгоритм раскраски графа маршрутов, учитывающий ранее выполненное назначение длин волн существующим световым путям, и дан пример его применения для перераспределения длин волн. Полученные результаты подтверждают возможность использования разработанного алгоритма при эксплуатации, развитии и модернизации транспортных сетей связи.

Ключевые слова: телекоммуникационная система, транспортная сеть связи, спектральное уплотнение каналов, выбор маршрутов и назначение длин волн, раскраска графа.

Для цитирования: Ясинский, С.А. Модифицированный алгоритм перераспределения длин волн в оптических сетях связи на основе метода раскраски графа / С.А. Ясинский, А.Н. Зюзин, А.П. Бойко // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 41–50.

ВВЕДЕНИЕ

Все больше места в жизни современного человека занимают цифровые данные. Вместе с этим расширяются коммуникационные, медийные сервисы, генерируется объемный развивающий и развлекательный контент. Только мощные взаимоувязанные распределённые телекоммуникационные системы способны обеспечить быстро растущие потребности общества в обмене информацией. При этом пропускная способность и устойчивость этих систем полностью зависят от возможностей транспортных сетей (ТС) связи.

Технология спектрального уплотнения (разделения) каналов (СУК), или Wavelength Division Multiplexing [1, 2], известна уже более 30 лет и активно используется на ТС как для строительства новых участков, так и для увеличения пропускной способности существующих фрагментов ТС. Технология СУК подразумевает организацию передачи высокоскоростных информационных потоков на различных длинах волн (ДВ) оптического диапазона. Таким образом возможно увеличивать пропускную способность линии связи путем увеличения количества используемых ДВ.

В тоже время современные системы СУК имеют техническое ограничение в диапазоне передаваемых ДВ. Этот диапазон постоянно расширяется, при этом являясь конечным ресурсом. Соответственно при эксплуатации ТС возникает новый тип задач по оптимальному выбору маршрутов (путей) и распределению длин волн (ВМРДВ) в ТС с СУК, которые в англоязычной литературе называются Routing and Wavelength Assignment (RWA) [3–6].

ПОДХОДЫ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ВЫБОРА МАРШРУТОВ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛИН ВОЛН

Существо рассматриваемой задачи ВМРДВ для ТС с СУК заключается в оптимальном выборе маршрутов для составных спектральных каналов (ССК) между корреспондирующими парами узлов (КПУ) ТС и последующем назначении этим ССК длин волн таким образом, чтобы обеспечить возможность организации максимального количества соединений между КПУ ТС. Соответственно под ССК (lightpath) — понимают оптический канал передачи, который состоит из выделенного набора ДВ систем передачи ТС со спектральным уплотнением на маршруте между двумя КПУ. Эта задача решается комбинаторными

средствами с учетом систем ограничений, которые связаны с техническими возможностями систем передачи и коммутации, физической природой оптического сигнала и необходимостью резервирования некоторых направлений связи КПУ ТС [7].

Обычно задача ВМРДВ в ТС с СУК состоит из двух подзадач: выбор оптимального маршрута ССК и рациональное распределение ДВ для каждого ССК. При решении этих подзадач часто рассматривают следующие условия реализации: минимальное расстояние между КПУ, минимальное количество промежуточных узлов между КПУ, наличие свободных ДВ на участке ТС с СУК и минимальное количество преобразований ДВ на маршруте ССК [7].

Подзадачу поиска множества маршрутов ССК решают известными или модифицированными алгоритмами поиска маршрутов (Дейкстры, Беллмана-Форда, Ли и др.) с учетом выбранных условий и ограничений.

Вторая подзадача ВМРДВ в ТСС с СУК заключается в назначении длин волн световым путям на маршрутах сети. Для её решения широко применяются эвристические алгоритмы, такие как случайный выбор длины волны (Random, R), выбор первой доступной длины волны (First-Fit, FF), выбор наиболее используемой длины волны (Most Used, MU), выбор наименее загруженной длины волны (Least Loaded, LL) и другие методы.

Наряду с эвристическими алгоритмами широкое распространение получили строгие математические методы, основанные на аппарате целочисленного линейного программирования [7, 8]. В этом случае задача выбора маршрутов и назначения длин волн формулируется в виде математической модели, включающей бинарные переменные и систему ограничений, описывающих использование маршрутов, световых путей и спектральных ресурсов сети. Целевая функция такой модели может быть направлена на максимизацию пропускной способности сети, количества организуемых световых путей, эффективности использования спектрального ресурса либо на решение других задач оптимизации.

Отдельное направление исследований связано с применением методов комбинаторной оптимизации, основанных на аппарате теории графов. В работе [9] показано, что задача распределения длин волн в оптических транспортных сетях допускает формализацию в виде задачи раскраски графа и имеет существенное сходство с задачами частотно-территориального планирования сетей подвижной радиосвязи. В этом случае вершины графа маршрутов соответствуют световым путям, а назначаемые им цвета интерпретируются как длины волн. Такой подход позволяет использовать известные алгоритмы раскраски графов для распределения спектрального ресурса между световыми путями. В дальнейшем

данный подход получил развитие применительно к задаче назначения длин волн в транспортных сетях связи со спектральным уплотнением каналов на основе раскраски графа маршрутов [10, 11].

Важно отметить, что задача ВМРДВ в ТС со спектральным уплотнением решается не только на этапе системного проектирования сети связи, но и в процессе её технической эксплуатации. В этом случае рассматриваемая задача будет иметь особенности, связанные с изменением рабочего плана назначения ДВ в ходе эксплуатации систем передачи ТС. При этом необходимо обеспечить преемственность кроссировок, т.е. при изменении рабочего плана назначения ДВ в ТС со спектральным уплотнением менять ДВ для рабочих ССК нельзя.

ОСОБЕННОСТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВМРДВ В ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ С СУК В ХОДЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Решение первой подзадачи, связанной с поиском множества маршрутов между КПУ ТС для ССК возможно адаптировать к известным методам поиска маршрутов (Дейкстры, Беллмана-Форда, Ли и др.) путем введения дополнительных ограничений на маршрутизацию через перегруженные участки сети.

Решение второй подзадачи, связанной с перераспределением длин волн для световых путей, может осуществляться путем корректировки плана назначения длин волн в транспортной сети связи со спектральным уплотнением каналов с учетом поступающих требований на организацию новых световых путей между корреспондирующими парами узлов. Для решения данной подзадачи целесообразно использовать модифицированные алгоритмы распределения длин волн, основанные на методах раскраски графов. Теоретические основы построения таких алгоритмов на базе вершинной и реберной раскраски графов изложены в работах [12, 13].

Основная идея решения подзадачи назначения ДВ для ССК методом раскраски графа заключается в выделении независимых подграфов для графа маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$, далее этим подграфам назначают свободные номиналы ДВ [8]. Математически эта задача решается определением функции раскраски $P: A_c \rightarrow \{1, \dots, s\}$, которая каждой вершине графа ставит в соответствие натуральное число (цвет) $s = 1, S$ – длину волны ССК.

Для решения задачи распределения ДВ ССК методом раскраски необходимо построить специальный граф маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$. Вершины этого графа $A_c = \{a_i\}$, $i = 1, R$, будут состоять из множества маршрутов ССК между КПУ, где R – общее количество маршрутов ССК, а ребра $B_c = \{b_{ij}\}$, $i, j = 1, R$, $i \neq j$, между вершинами этого графа будут формироваться, если маршруты ССК, соответствующие смежным вершинам, имеют общие линии связи.

На этапе проектирования на построенном графе маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$ функцию раскраски определяют следующим образом:

$$P: A_c \rightarrow \{1, \dots, s\}; \quad (1)$$

$$S = \chi(G_c) \rightarrow \min; \quad (2)$$

$$P(A_i) \neq P(A_j), A_i, A_j \in b_{ij}; \quad (3)$$

$$\sum_{s=1}^S \xi_{is} = 1, i = A_c, \quad (4)$$

где $\chi(G_c)$ – хроматическое число графа маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$, а

$$\xi_{is} = \begin{cases} 1, & \text{если «новой» вершине } i \text{ назначен цвет } s; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Однако в ходе эксплуатации сети возможно перераспределение ДВ между ССК, если возникает необходимость организации новых ССК или отключения (разбора) неиспользуемых ССК ТС. Это может быть вызвано изменением структуры ТС со спектральным уплотнением или изменением потребностей пользователей сети. В случае перераспределения новый граф $G_c = \{A_c, B_c\}$ необходимо будет «подкрасить», т.е. еще раз найти функцию раскраски $P: A_c \rightarrow \{1, \dots, s\}$, которая уже была частично определена для подмножества независимых подграфов $G_c^p = \{A_c^p, B_c^p\}$, $G_c^p \in G_c$ – ССК, которые продолжают эксплуатироваться (изменять ДВ для них нельзя). Соответственно, в этом случае задача перераспределения ССК будет состоять в определении функции раскраски $P: A_c^n \rightarrow \{1, \dots, s\}$, $A_c^n \in A_c$ для подграфа $G_c^n = \{A_c^n, B_c^n\}$, $G_c^n \in G_c$ – добавленного подмножества новых ССК. При этом условия в виде выражений (1)–(4) должны соблюдаться в полном объеме.

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА РАСКРАСКИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВМРДВ В ТС С СУК В ХОДЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Для решения задачи определения рассмотренной выше функции раскраски $P: A_c \rightarrow \{1, \dots, s\}$ на графе $G_c = \{A_c, B_c\}$ с учетом известной функции $P: A_c^p \rightarrow \{1, \dots, s\}$, $A_c^p \in A_c$, предлагается использовать модифицированный жадный алгоритм раскраски графа на основе битовых операций [14, 15].

Суть этого алгоритма состоит в битовых операциях над матрицей смежности графа маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$. Схема алгоритма представлена на рис. 1. Начиная с первой строки матрицы смежности, производится поиск нулевого элемента, который соответствует первой несмежной неокрашенной вершине графа. Далее производится процедура стягивания вершин, т.е. процедура дизъюнкции рассматриваемой строки и строки, соответствующей первой несмежной неокрашенной вершине. Номера сложенных строк формируют первую цве-

Рисунок 1

Схема алгоритма битовых операций раскраски графа



Рисунок 2

Схема модифицированного алгоритма битовых операций раскраски графа



товую группу вершин. На результирующей строке проводится операция стягивания вершин до тех пор, пока не останется нулевых элементов в результирующей строке. Затем выбирается следующая по порядку строка матрицы смежности, не вошедшая в выбранные цветовые группы, а операции поиска и дизъюнкции повторяются. Работа алгоритма заканчивается после того, как все строки матрицы смежности распределены по цветовым группам, а функция раскраски определена полностью.

Однако в случае, когда функция раскраски частично определена – ДВ ССК рабочих каналов известны $P: A_c^p \rightarrow \{1, \dots, s\}$, $A_c^p \in A_c$, этот алгоритм нужно модифицировать на первом этапе (рис. 2). В матрице смежности ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$ сначала выполним операции дизъюнкции со строками, входящими в известные независимые подграфы $G_c^p = \{A_c^p, B_c^p\}$ каждого «цвета». Таким образом будет обеспечена преемственность кроссировок. Результирующие строки каждого известного подграфа с нулевыми элементами оставим в матрице. Затем произведем процедуру стягивания вершин, начиная с результирующей строки с нулевыми элементами известного подграфа наибольшего ранга (имеющего большее количество вершин).

Далее работа алгоритма аналогична рассмотренному выше: выбирается строка, соответствующая нулевому элементу результирующей строки, и выполняется процедура дизъюнкции. Таким образом, «подкрашиваются» добавленные ССК A_c^n . Кроме того, изменим порядок выбора строк для выполнения процедуры стягивания вершин. Обработку следует начинать с результирующей строки независимого подграфа максимального ранга (содержащего наибольшее число вершин), последовательно переходя к подграфам меньшего ранга, а затем к оставшимся строкам матрицы в порядке их следования. Работа алгоритма заканчивается после того, как все строки матрицы смежности распределены по цветовым группам, а функция раскраски определена полностью.

Рассмотрим контрольный пример решения подзадачи распределения ДВ для ССК в ТС с СУК. Сначала выполним первоначальное распределение ДВ с использованием алгоритма битовых операций. Затем решим задачу перераспределения ДВ модифицированным алгоритмом на примере добавления новых маршрутов ССК. Сценарий удаления маршрута ССК рассматривать не будем, поскольку в этом случае назначенные ССК длины волн в транспортных сетях с СУК высвобождаются, граф маршрутов $G_c = \{A_c, B_c\}$ корректируется и дополнительных расчетов не требуется.

Пусть имеется топологическая структура ТС с СУК из пяти узлов (вершин графа), как показано на рис. 3.

Рисунок 3

Топологическая структура ТС с СУК для примера расчета

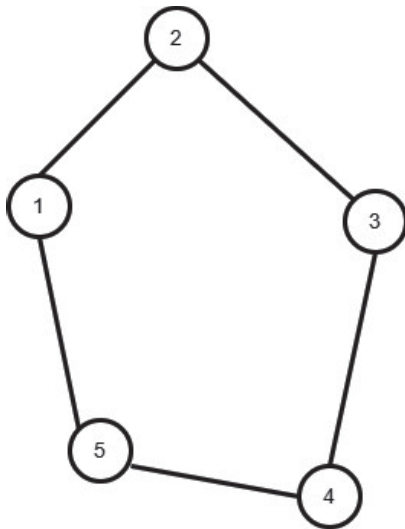


Рисунок 4

Полученный граф маршрутов ССК

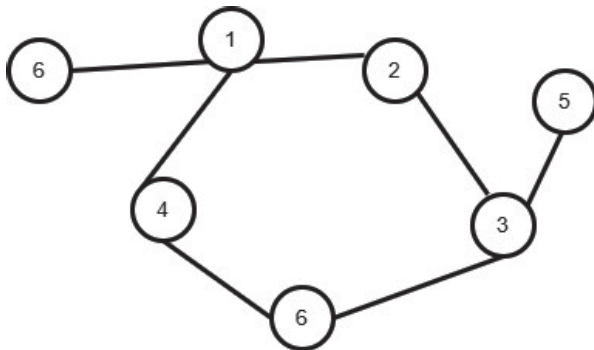


Таблица 1

Направления связи, маршруты ССК для примера

Номер направления связи	Корреспондирующий узел №1	Корреспондирующий узел №2	Маршрут
1	1	3	1-2, 2-3
2	2	5	2-1, 1-5
3	1	4	1-5, 5-4
4	2	4	2-3, 3-4
5	1	5	1-5
6	5	3	5-4, 4-3
7	2	3	2-3

Пусть заданы направления связи и заранее рассчитанные маршруты ССК (табл. 1).

Используя данные из табл. 1, сформируем граф маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$, который будет соответствовать рис. 4.

Для полученного графа оптимальных маршрутов матрица смежности будет иметь вид:

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

В соответствии с предложенным алгоритмом (см. рис. 1) рассмотрим первую строку матрицы смежности M , которую будем обозначать M_1 . Первый нулевой элемент в строке M_1 находится в третьем столбце, что свидетельствует об отсутствии смежности между вершинами 1 и 3 графа маршрутов. Следовательно, вершины 1 и 3 могут быть включены в одну цветовую группу. Для формирования результирующей строки выполним поразрядную логическую дизъюнкцию строк M_1 и M_3 :

$$\begin{aligned} M_{13} &= M_1 \vee M_3 = \\ &= [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1] \vee [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

В результирующей строке M_{13} нулевых элементов нет, соответственно, набор в цвет номер 1 закончен. Цветом номер 1 будет окрашена первая и третья вершина графа $G_c = \{A_c, B_c\}$, или маршруты «1» и «3» (см. табл. 1).

После формирования первой цветовой группы строки M_1 и M_3 исключаются из дальнейшего рассмотрения. Оставшаяся подматрица имеет вид

$$M' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Следует обратить внимание, что нумерация строк в подматрице M' сохраняется для обеспечения однозначного соответствия строк матрицы маршрутам графа.

Первый нулевой элемент второй строки $M_2 = M'_1$ находится в четвертом столбце. Следовательно, вершины 2 и 4 не являются смежными и могут быть включены в одну цветовую группу. Для формирования результирующей строки снова

выполним поразрядную логическую дизъюнкцию строк:

$$\begin{aligned} M_{24} &= M_2 \vee M_4 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1] \vee [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]. \end{aligned}$$

В результирующей строке M_{24} нулевой элемент находится в пятом столбце, следовательно теперь складываем результирующую строку M_{24} с пятой строкой $M_5 = M'_3$ матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{245} &= M_{24} \vee M_5 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0] \vee [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]. \end{aligned}$$

В результирующей строке M_{245} нулевой элемент находится в седьмом столбце, значит теперь складываем результирующую строку M_{245} с седьмой строкой $M_7 = M'_5$ матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{2457} &= M_{245} \vee M_7 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0] \vee [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

В результирующей строке M_{2457} нулевых элементов нет, соответственно набор в цвет номер 2 закончен. Цветом номер два будет окрашена вторая, четвертая, пятая и седьмая вершина графа $G_c = \{A_c, B_c\}$, что соответствует маршрутам с номерами «2», «4», «5» и «7» (см. табл. 1).

Далее, вычеркиваем вторую, четвертую, пятую и седьмую строку из матрицы смежности M и получаем:

$$M'' = (0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0).$$

В результате всех проведенных операций стягивания вершин в матрице M'' осталась единственная строка, соответствующая шестому маршруту. Ее окрасим в третий цвет.

Таким образом, решение задачи раскраски графа $G_c = \{A_c, B_c\}$ следующее:

- хроматическое число $\chi(G_c) = 3$, соответственно, граф можно раскрасить тремя цветами $S = 3$, а для организации связи достаточно трех номиналов длин волн ТС с СУК;
- раскраска графа маршрутов осуществляется следующим образом: первому цвету соответствует множество вершин $S_1^p = \{1, 3\}$, второму цвету — множество вершин $S_2^p = \{2, 4, 5, 7\}$, третьему цвету — множество вершин $S_3^p = \{6\}$, что соответствует распределению маршрутов ССК по трём длинам волн: длина волны №1 назначается маршрутам 1 и 3, длина волны №2 — маршрутам 2, 4, 5 и 7, длина волны №3 — маршруту 6.

Рисунок 5

Результат раскраски графа маршрутов ССК

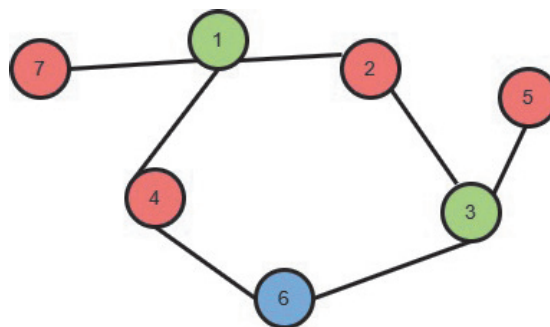


Рисунок 6

Граф маршрутов ССК с учетом дополнительных направлений связи

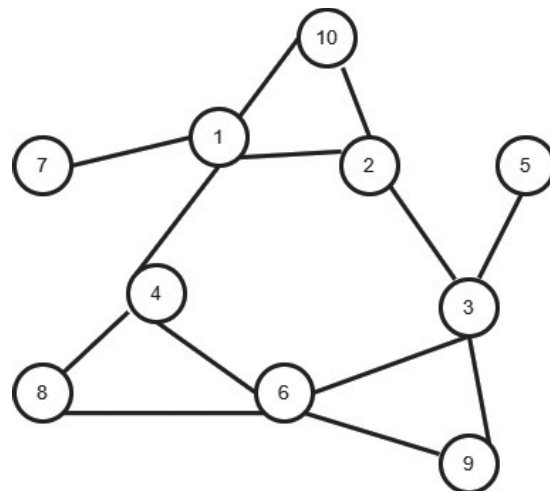


Таблица 2

Дополнительные направления связи, маршруты ССК

Номер направления связи	Корреспондирующий узел №1	Корреспондирующий узел №2	Маршрут
8	4	3	3-4,
9	5	4	5-4
10	1	2	1-2

Графическая интерпретация полученного решения представлена на рис. 5.

Пусть в ходе технической эксплуатации ТС с СУК необходимо организовать еще три ССК для дополнительных направлений связи (табл. 2).

Используя данные из табл. 1 и 2, сформируем новый граф маршрутов ССК $G_c = \{A_c, B_c\}$, который будет соответствовать рис. 6.

Матрица смежности для полученного графа маршрутов ССК (см. рис. 6) имеет вид

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее, в соответствии с модифицированным алгоритмом (см. рис. 2) приступаем к раскраске, начиная с первого известного распределения по цветам с максимальным рангом $S_2^p = \{2, 4, 5, 7\}$. Складываем вторую M_2 и четвертую строку M_4 матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{24} &= M_2 \vee M_4 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \vee \\ &\vee [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]. \end{aligned}$$

В соответствии с алгоритмом, показанном на рис. 2, складываем результирующую строку в M_{24} с пятой строкой M_5 матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{245} &= M_{24} \vee M_5 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1] \vee \\ &\vee [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]. \end{aligned}$$

Складываем результирующую строку M_{245} с седьмой строкой M_7 матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{2457} &= M_{245} \vee M_7 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1] \vee \\ &\vee [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1]. \end{aligned}$$

Результирующую строку M_{2457} оставляем в матрице M_{2457} и переходим к операциям со следующим цветом $S_1^p = \{1, 3\}$.

Производим операции с первой M_1 и третьей M_3 строкой матрицы M :

$$\begin{aligned} M_{13} &= M_1 \vee M_3 = \\ &= [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1] \vee \\ &\vee [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

Результирующую строку M_{13} оставляем в матрице, а операции с третьим цветом не будем производить, поскольку он состоит из одной вершины $S_3^p = \{6\}$. В соответствии с предложенным алгоритмом, вычеркиваем строки в матрице M , которые участвовали в процедуре стягивания вершин и оставляем результирующие строки:

$$M' = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее, в соответствии с алгоритмом складываем результирующую строку $M_{2457} = M'_3$ второй цветовой группы $S_2^p = \{2, 4, 5, 7\}$ с девятой строкой $M_9 = M'_5$ матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{24579} &= M_{2457} \vee M_9 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1] \vee \\ &\vee [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

В результирующей строке M_{24579} нулевых элементов нет, соответственно, раскраска в цвет номер 2 закончена. Цветом номер два будет окрашена вторая, четвертая, пятая, седьмая и девятая вершина $S_2^p = \{2, 4, 5, 7, 9\}$.

В соответствии с предложенным алгоритмом, приступаем к операциям со следующим цветом $S_1^p = \{1, 3\}$, складывая результирующую строку M_{13} с восьмой строкой $M_8 = M'_4$ матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{138} &= M_{13} \vee M_8 = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1] \vee \\ &\vee [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

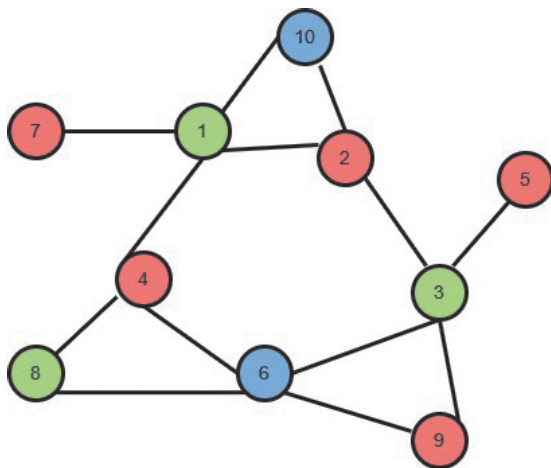
В результирующей строке M_{138} нулевых элементов нет, соответственно, набор в цвет номер 1 закончен. Цветом номер один будет окрашена первая, третья и восьмая вершины: $S_1^p = \{1, 3, 8\}$.

Далее повторим процедуру с $S_3^p = \{6\}$ матрицы смежности M и оставшейся десятой строкой $M_{10} = M'_6$ матрицы смежности M :

$$\begin{aligned} M_{610} &= M_6 \vee M_{10} = \\ &= [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0] \vee \\ &\vee [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] = \\ &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]. \end{aligned}$$

Рисунок 7

Результат решения задачи перераспределения ССК предложенным алгоритмом



Больше нераспределенных строк матрицы смежности M графа маршрутов ССК нет. Соответственно, все вершины окрашены, а поставленная задача перераспределения решена.

Таким образом, решение задачи раскраски графа $G_c = \{A_c, B_c\}$ следующее:

- хроматическое число $\chi(G_c) = 3$, соответственно, граф можно раскрасить тремя цветами $S = 3$, а для организации связи достаточно трех номиналов длин волн ТС;
- раскраска графа маршрутов осуществляется следующим образом: первому цвету соответствует множество вершин $S_1^p = \{1, 3, 8\}$, второму цвету — множество вершин

$S_2^p = \{2, 4, 5, 7, 9\}$, третьему цвету — множество вершин $S_3^p = \{6, 10\}$, что соответствует распределению маршрутов ССК по трём длинам волн: длина волны №1 назначается маршрутам 1 и 3, длина волны №2 — маршрутам 2, 4, 5 и 7, длина волны №3 — маршруту 6.

Графически результат представлен на рис. 7.

Таким образом, результатом решения задачи перераспределения ССК станет назначение длин волн (№1, №2, №3) дополнительным ССК («8», «9», «10» (см. табл. 2)) на ТС с СУК, либо вывод о нехватке имеющегося количества ДВ для обеспечения работы дополнительных ССК.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены особенности решения подзадачи назначения длин волн для дополнительных составных спектральных каналов в транспортной сети со спектральным уплотнением с учетом уже имеющего распределения длин волн работающих каналов. Эта подзадача математически сформулирована на базе метода раскраски графа маршрутов спектральных каналов. Предложен модифицированный алгоритм раскраски, который учитывает, что функция раскраски $P: A_c \rightarrow \{1, \dots, s\}$ частично определена — длины волн рабочих каналов известны. Приведен пример расчета, который демонстрирует практические возможности предложенного подхода. Предлагается использовать представленные предложения для решения подзадачи назначения длин волн составных спектральных каналов с учетом ее адаптации к условиям проектирования, эксплуатации и последующей модернизации фрагментов транспортной сети со спектральным уплотнением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Грязев, А.Н.** Методы развития транспортных сетей связи для цифровой экономики РФ / А.Н. Грязев, С.А. Ясинский, А.Н. Зюзин // Вестник связи. — 2018. — № 2. — С. 19-22.
- Ефимов, В.В.** Подход к выбору маршрутов и назначению длин волн в транспортных сетях со спектральным уплотнением на основе волнового алгоритма / В.В. Ефимов, С.А. Ясинский, А.Н. Горбач, А.Н. Зюзин // Электросвязь. — 2017. — № 7. — С. 28-30.
- Ramaswami, R.** Routing and wavelength assignment in all-optical networks / R. Ramaswami, K.N. Sivarajan // IEEE/ACM Transactions on Networking (TON). — 1995. — Vol. 53, Issue 5. — P. 489-500.
- Ozdaglar, A.E.** Routing and wavelength assignment in optical networks / A.E. Ozdaglar, D.P. Bertsekas // IEEE/ACM Transactions on Networking (TON). — 2003. — Vol. 11, Issue 2. — P. 259-272.
- Leonardi, E.** Algorithms for the logical topology design in WDM all-optical networks / E. Leonardi, M. Mellia, M.A. Marsan // Optical Networks. — 2000. — Vol. 1. — P. 35-46.
- Грязев, А.Н.** Алгоритм выбора маршрутов и назначения длин волн в транспортных сетях связи со спектральным уплотнением / А.Н. Грязев, К.В. Лыжинкин, С.А. Ясинский и др. // Труды ЦНИИС. Санкт-Петербургский филиал. — 2017. — Т. 1, № 4. — С. 159-165.
- Ясинский, С.А.** Обобщенная модель светового пути в оптических транспортных сетях на основе реконфигурируемых оптических мультиплексоров ввода/вывода / С.А. Ясинский, А.П. Бойко, С.М. Одоевский // Электросвязь. — 2024. — № 7. — С. 43-48. — DOI: 10.34832/ELSV.2024.56.7.007. — EDN ITLENH.
- Бойко, А.П.** Модель и метод поиска максимального структурированного потока в графе с множественными весами ребер / А.П. Бойко, А.Д. Лунев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Математика. Механика. Физика. — 2026. — Т. 18, № 1. — С. 15-25. — DOI: 10.14529/mmph260102. — EDN TNTGOJ.
- Одоевский, С.М.** Использование опыта частотно-территориального планирования сетей подвижной радиосвязи для решения задач распределения длин волн в оптических транспортных сетях / С.М. Одоевский

// Труды ЦНИИС. Санкт-Петербургский филиал. – 2015. – Т. 1, № 1(1). – С. 198-204.

10. Ясинский, С.А. Особенности решения задачи выбора путей и назначения длин волн в транспортных сетях телекоммуникационных систем со спектральным уплотнением / С.А. Ясинский, А.Н. Зюзин // Информация и космос. – 2019. – № 3. – С. 32-38.

11. Ясинский, С.А. Использование метода раскраски графа при решении подзадачи назначения длин волн в транспортных се-

тях связи со спектральным разделением / С.А. Ясинский, А.Н. Зюзин // Информация и космос. – 2020. – № 3. – С. 15-19.

12. Свами, М. Графы, сети и алгоритмы: Пер. с англ. / М. Свами, К. Тхуласираман. – М.: Мир, 1984. – 455 с.

13. Берж, К. Теория графов и ее применения / К. Берж. – М.: Иностранная литература, 1962. – 320 с.

14. Иржавский, П.А. Теория алгоритмов: учебное пособие / П.А. Иржавский,

В.М. Котов, А.Ю. Лобанов и др. – Минск: БГУ, 2013. – 159 с.

15. Бацын, М.В. Быстрый алгоритм для решения задачи о раскраске графа с использованием битовых операций / М.В. Бацын, Л.Ф. Комоско // Труды 38-й конференции «Информационные технологии и системы – 2014». – Н. Новгород: ИППИ РАН, 2014. – С. 432-438.

*Получено 08.06.2026;
принято к печати 16.06.2026*

Modified algorithm for redistributing wavelengths of optical communication networks based on graph coloring method

S.A. Yasinskii, S.M. Budyonny's Military Telecommunication Academy, senior researcher, associate professor, Dr.Sci.(Tech); yasinsky777@mail.ru

A.N. Zyuzin, S.M. Budyonny's Military Telecommunication Academy, associate professor, Ph.D.; alexz01@bk.ru

A.P. Boyko, S.M. Budyonny's Military Telecommunication Academy, associate professor, doctoral student at the department of communication networks and switching systems, Ph.D.; varenyxa89@gmail.com

Abstract. The paper considers the problem of wavelength redistribution in transport communication networks that use wavelength-division multiplexing during their operation and modernization. This solves the problem of route selection and wavelength assignment for composite optical channels known as light paths. The study focuses on the wavelength assignment stage for newly established light paths while preserving the previously developed spectral resource allocation plan. The need to solve this problem arises when new connections must be established without changing the wavelengths assigned to existing light paths, thereby ensuring the continuity of equipment configurations and reducing the amount of network reconfiguration. To solve this problem, a modified route graph coloring algorithm is proposed that takes into account the wavelengths previously assigned to existing light paths. An example of its application to wavelength redistribution is presented. The obtained results confirm the applicability of the developed algorithm for the operation, expansion, and modernization of transport communication networks.

Keywords: telecommunication system, transport communication network, wavelength division multiplexing, routing and wavelength assignment, graph coloring method.

For citation: Yasinskii, S.A. Modified algorithm for redistributing wavelengths of optical communication networks based on graph coloring method / S.A. Yasinskii, A.N. Zyuzin, A.P. Boyko // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 41-50. (in russian)

REFERENCES

1. Gryazev, A.N. Methods of development of transport communication networks for the digital economy of the Russian Federation / A.N. Gryazev, S.A. Yasinskii, A.N. Zyuzin // *Bulletin of Communications*. – 2018. – № 2. – P. 19-22. (in russian)

2. Efimov, V.V. Approach to choice of route and wavelength assignment in transport networks with wavelength division multiplexing on the base of Lee path connection algorithm / V.V. Efimov, S.A. Yasinskii, A.N. Gorbach, A.N. Zyuzin // *Electrosvyaz*. – 2017. – No. 7. – P. 28-30. (in russian)

3. Ramaswami, R. Routing and wavelength

assignment in all-optical networks / R. Ramaswami, K.N. Sivarajan // *IEEE/ACM Transactions on Networking (TON)*. – 1995. – Vol. 53, Issue 5. – P. 489-500.

4. Ozdaglar, A.E. Routing and wavelength assignment in optical networks / A.E. Ozdaglar, D.P. Bertsekas // *IEEE/ACM Transactions on Networking (TON)*. – 2003. – Vol. 11, Issue 2. – P. 259-272.

5. Leonardi, E. Algorithms for the logical topology design in WDM all-optical networks / E. Leonardi, M. Mellia, M.A. Marsan // *Optical Networks*. – 2000. – Vol. 1. – P. 35-46.

6. Gryazev, A.N. Routing and wavelength

assignment selecting algorithm in wavelength-division multiplexing transport networks / A.N. Gryazev, K.V. Lyzhinkin, S.A. Yasinskii et al. // *Works of the Central Scientific Research Institute of Information Technologies*. St. Petersburg branch. – 2017. – Vol. 1, No.4. – P. 159-165. (in russian)

7. Yasinskii, S.A. Generalized model of the light path in optical transport networks based on reconfigurable optical input/output multiplexers / S.A. Yasinskii, A.P. Boyko, S.M. Odoyevsky // *Electrosvyaz*. – 2024. – No. 7. – P. 43- 48. – DOI: 10.34832/ELSV.2024.56.7.007. (in russian)

8. Boyko, A.P. Model and method for finding the maximum structured flow in a graph with multiple edge weights / A.P. Boyko, A.D. Lunev // Bulletin of the South Ural State University. Series: Mathematics. Mechanics. Physics. – 2026. – Vol. 18, No. 1. – P. 15-25. – DOI: 10.14529/mmph260102. – EDN: TNTGOJ. (in russian)

9. Odoyevsky, S.M. The experience of regional frequency planning of mobile wireless communications for wavelength distribution in optical transport networks / S.M. Odoyevsky // Proceedings of the Central Research Institute of Communications. St. Petersburg Branch. – 2015. – Vol. 1, No. 1(1). – P. 198-204. (in russian).

10. Yasinskii, S.A. Features of solving the problem of choosing paths and assigning wavelengths in transport networks of telecommunication systems with spectral compression / S.A. Yasinskii, A.N. Zyuzin // Information and Space. – 2019. – № 3. – P. 32-38. (in russian)

11. Yasinskii, S.A. Using the graph coloring method when solving the subtask of assigning wavelengths waves in transport communication networks with spectral separation / S.A. Yasinsky, A.N. Zyuzin // Information and space. – 2020. – No. 3. – P. 15-19. (in russian)

12. Swami, M. Graphs, networks and algorithms: translated from english /

M. Swami, K. Thulasiraman. – Moscow: Mir, 1984. – 455 p. (in russian)

13. Berge, K. Graph theory and its applications / K. Berge. – Moscow: Foreign Literature, 1962. – 320 p. (in russian)

14. Irzhavsky P.A. Theory of algorithms: educational manual / P.A. Irzhavsky, V.M. Kotov, A.Yu. Lobanov et al. – Minsk: BSU, 2013. – 159 p. (in russian)

15. Batsin, M.V. Fast algorithm for solving the problem of graph coloring using bit operations / M.V. Batsin, L.F. Komosko // Proceedings of 38-th Conference "Information Technologies and Systems – 2014". – N. Novgorod: IPPI RAS, 2014. – P. 432-438. (in russian)

Разработка и экспериментальная апробация методики оценки надёжности радиочастотной идентификации трубной продукции

Д.А. Шеремет, филиал компании «ТМК Технический Сервис» ПАО «Трубная Металлургическая Компания» в г. Волжский, ведущий инженер; sheremetdeni2@mail.ru

В.А. Носенко, Волжский политехнический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета (ВолГТУ), профессор, д.т.н.; vladim.nosenko2014@yandex.ru

А.А. Силаев, Волжский политехнический институт (филиал) ВолГТУ, доцент, к.т.н.; aa_silaev@mail.ru

УДК 621.396.6: 621.774

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.006

Аннотация. Рассмотрена задача сквозной идентификации трубной продукции в металлургии с использованием радиочастотной идентификации (RFID). Предложена адаптивная методика управления длительностью экспериментальных сеансов на основе коэффициента вариации, сокращающая время эксперимента без потери достоверности. Исследованы три зоны размещения антимагнитических меток ABS-9640 на стальной трубе: торец, наружная цилиндрическая образующая и внутренняя полость (на глубине 50 мм от торца). Эксперимент проведён в диапазоне расстояний от считывателя до центра торца трубы от 0,5 до 5 м и углов поворота трубы 0–180° с использованием UHF-считывателя TY001. Получены зависимости результативности считывания (доля временных интервалов с успешным ответом метки), выявлены интерференционные провалы и направленные зоны с отсутствием считывания. Установлено, что размещение метки во внутренней полости трубы обеспечивает наиболее стабильные результаты в диапазоне расстояний до 4 м по сравнению с другими зонами. Разработанная методика позволяет количественно оценивать и прогнозировать результативность считывания для различных схем размещения оборудования и может быть использована для сравнительных испытаний различных типов RFID-меток.

Ключевые слова: стальные трубы, радиочастотная идентификация, UHF RFID, антимагнитические радиочастотные метки, адаптивная методика, коэффициент вариации.

Для цитирования: Шеремет, Д.А. Разработка и экспериментальная апробация методики оценки надёжности радиочастотной идентификации трубной продукции / Д.А. Шеремет, В.А. Носенко, А.А. Силаев // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 50-57.

ВВЕДЕНИЕ

Современные требования к прослеживаемости продукции в металлургии, особенно при производстве труб большого диаметра для магистральных газопроводов, выдвигают на первый план задачу внедрения автоматизированных систем идентификации изделий [1]. Ручная маркировка краской или клеймением выполняется медленно и человеком, который

может ошибиться, а результат считывания такой маркировки зависит от условий освещения и состояния поверхности трубы [2, 3]. При этом трубы могут перемещаться по рольгангу с произвольной угловой ориентацией относительно считывающего оборудования, что создаёт дополнительные сложности для автоматической идентификации.

В условиях трубоэлектросварочного цеха (ТЭСЦ)

каждая труба представляет собой уникальное изделие, к которому в производственной системе привязаны десятки технологических параметров: режимы формовки и сварки, результаты гидроиспытаний, данные ультразвукового и рентгеновского контроля, номера плавок и партий, информация о персонале и др. Без надёжной идентификации трубы на всех этапах производства теряется прослеживаемость, которая позволяет своевременно выявлять и устранять причины дефектов, а также гарантировать соответствие продукции требованиям заказчиков.

В отличие от ручной маркировки, технология RFID позволяет автоматизировать идентификацию, но считается, что ее нельзя использовать на металлических поверхностях из-за экранирования сигнала. Современные антиметаллические метки с ферритовыми подложками могут решить эту проблему, однако в доступной литературе отсутствуют систематические экспериментальные данные о результатах считывания антиметаллических RFID-меток на стальных трубах большого диаметра в зависимости от расстояния до считывающего устройства, угла поворота трубы и зоны размещения метки [4–6]. Поскольку RFID-канал является беспроводным радиоканалом, его надёжность определяется теми же факторами, что и качество радиосвязи, — мощностью сигнала, расстоянием, помехами и условиями распространения. Однако в данной работе не ставится задача теоретического расчёта этих факторов; предметом исследования является экспериментальная оценка надёжности идентификации в реальных условиях. Целью работы является разработка и апробация методики оценки надёжности RFID-идентификации трубной продукции, включая получение количественных зависимостей результативности считывания от расстояния, угла поворота трубы и зоны размещения метки на лабораторном стенде.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ УСТОЙЧИВОГО СЧИТЫВАНИЯ RFID-МЕТКИ С ТРУБЫ

При проектировании системы сквозной идентификации труб в ТЭСЦ необходимо обеспечить устойчивое считывание RFID-метки с трубы, перемещающейся по рольгангу с произвольной угловой ориентацией.

Отсутствие систематических данных о результативности считывания в зависимости от расстояния до считывающего устройства, угла поворота трубы и зоны размещения метки не позволяет обоснованно выбирать схему крепления метки и прогнозировать надёжность идентификации на этапе проектирования. В результате такие системы часто проектируются эмпирически, что увеличивает риски и затраты при внедрении.

Для устранения данной проблемы в работе решаются следующие задачи:

а) разработка экспериментальной методики оценки результативности считывания RFID-меток на стальной трубе с учётом расстояния до считывающего устройства, угла поворота трубы и зоны размещения метки;

б) создание адаптивного алгоритма управления длительностью экспериментальных сеансов для сокращения времени эксперимента;

в) проведение экспериментальных исследований и построение карт результативности для трёх зон крепления метки.

ОБЪЕКТ И ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

В качестве объекта эксперимента выбран лабораторный образец трубы (сталь К60, Ø380 мм, длина 275 мм, толщина стенки 4 мм). Меньший диаметр по сравнению с реально выпускаемыми ТЭСЦ трубами (530–1420 мм) выбран для удобства испытаний, а толщина стенки 4 мм, многократно превышающая глубину скин-слоя на частоте 868 МГц (~5–7 мкм), обеспечивает те же экранирующие свойства, что и у труб большей толщины [7].

Для проведения эксперимента использовали стационарный UHF-считыватель TY001 со встроенной антенной с круговой поляризацией [8]. Выбор обусловлен наличием встроенной антенны и компактностью, что упрощает лабораторные испытания; кроме того, данный считыватель доступен на рынке и имеет невысокую стоимость. Мощность считывателя ограничена программно до +26 дБм согласно требованиям Государственной комиссии по радиочастотам. В качестве меток применены корпусные антиметаллические метки ABS-9640 (чип Alien Higgs 9) с магнитным креплением. Данные метки выбраны как доступный лабораторный образец для отработки методики. Разработанная методика и программно-измерительный комплекс не привязаны к конкретным моделям меток или считывателя и могут быть адаптированы для другого RFID-оборудования.

МЕТОДИКА ИДЕНТИФИКАЦИИ ТРУБ

В качестве количественных показателей, характеризующих качество идентификации, рассматривались:

1) *результативность считывания R* — процентная доля двухсекундных интервалов, в течение которых зафиксирован хотя бы один корректный пакет данных от метки;

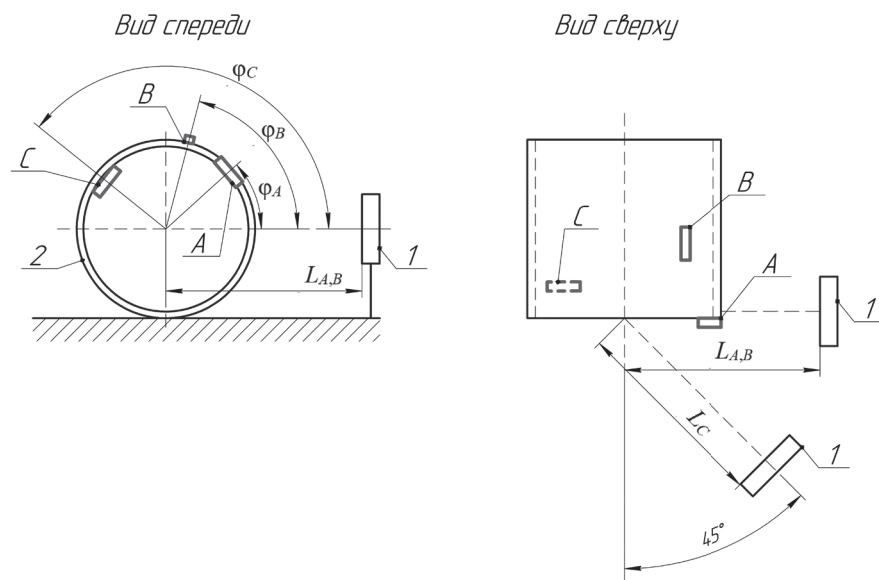
2) *среднее число считываний за интервал N* — среднее арифметическое количества успешных декодирований метки по интервалам серии.

Для каждой серии экспериментов эти показатели вычислялись по стандартным формулам:

$$\bar{N} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I x_i, \quad R = \frac{I_{succ}}{I} \cdot 100\%,$$

Рисунок 1

Схема размещения RFID-меток на трубе и расположения считывателя для зон А, В и С



где I — общее количество интервалов в серии; x_i — число успешных считываний в i -ом двухсекундном интервале; I_{succ} — число интервалов, в которых зафиксировано хотя бы одно считывание.

Статистическая погрешность оценок результативности R определялась по методу Уилсона для биномиальной пропорции [9]. При минимальном числе интервалов $I=12$ полуширина интервала с доверительной вероятностью 0,95 составляет не более $\pm 12\%$ при $R \approx 50\%$ и не более $\pm 5\%$ при $R > 80\%$. С увеличением числа интервалов до 20, 30 или 50

погрешность уменьшается. Таким образом, указанные значения являются консервативной оценкой погрешности для всех экспериментальных точек.

Для эксперимента были выбраны три зоны размещения меток на трубе: торец, наружная образующая и внутренняя полость на расстоянии 50 мм от торца. Эти зоны соответствуют типовым вариантам крепления меток, возможным в условиях реального производства. Их расположение и углы перемещения в ходе эксперимента показаны на рис. 1, где использованы следующие обозначения: 1 — UHF-считыватель; 2 — образец стальной трубы; А — зона размещения метки на торце трубы; В — зона размещения метки на наружной образующей трубы; С — зона размещения метки во внутренней полости трубы; L — расстояние от фазового центра антенны считывателя до центра торца трубы; φ — угол поворота трубы.

Зона А — торец трубы. Метка крепилась на плоской торцевой поверхности по хорде, не выходя за окружность трубы, и в ходе

Рисунок 2

Зависимости R и N от угла φ для зоны А при разных расстояниях L

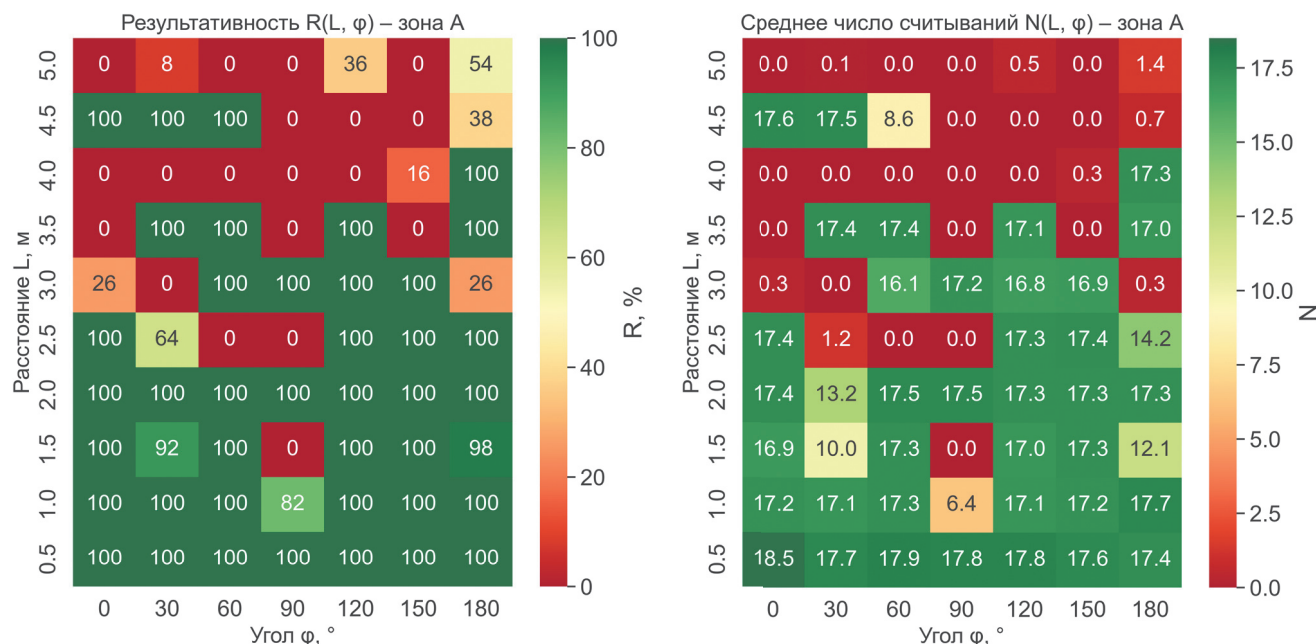


Рисунок 3

Зависимости R и N от угла φ для зоны В при разных расстояниях L

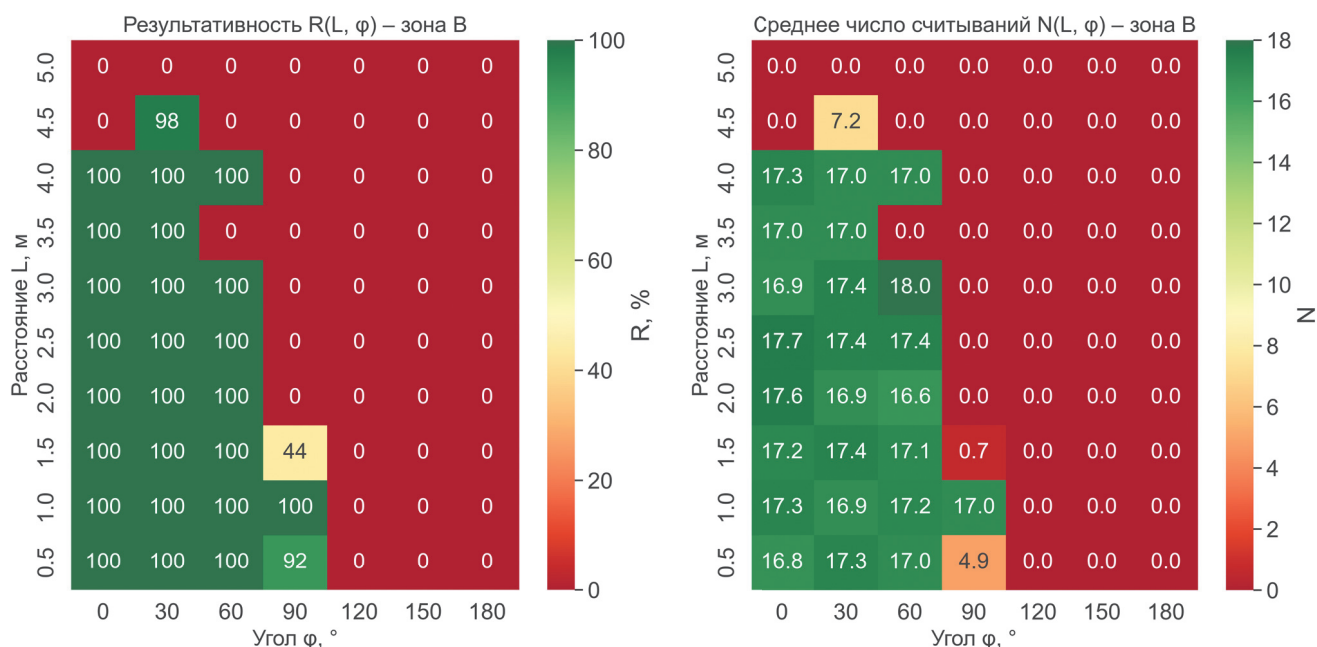
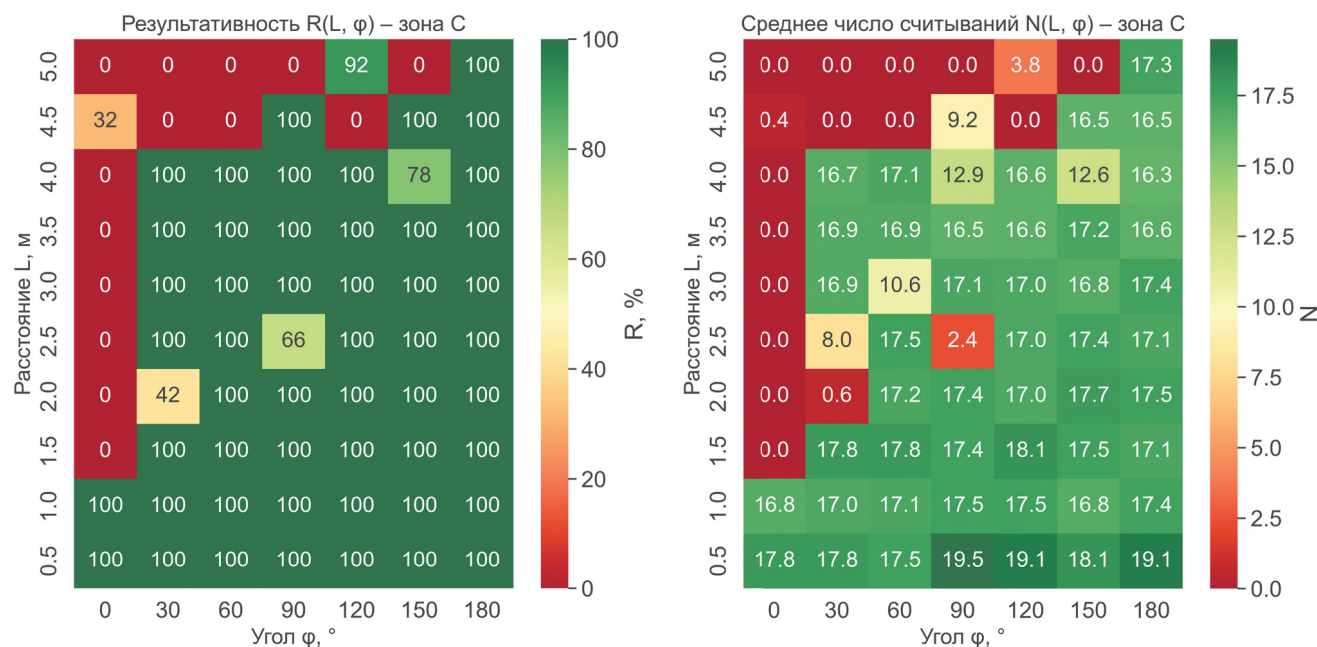


Рисунок 4

Зависимости R и N от угла φ для зоны С при разных расстояниях L



эксперимента труба вместе с закреплённой меткой поворачивалась на угол φ_A .

Зона В – наружная образующая трубы. Метка крепилась на внешней поверхности трубы, примерно посередине длины образца. Длинная сторона метки направлена вдоль оси трубы и в ходе эксперимента труба вместе с закреплённой меткой поворачивалась на угол φ_B .

Зона С – внутренняя полость трубы. Метка крепилась на внутренней стенке трубы на расстоянии примерно 50 мм от торца и в ходе эксперимента труба вместе с закреплённой меткой поворачивалась на угол φ_C . Длинная сторона метки направлялась по хорде (тангенциально, перпендикулярно радиусу), что обеспечивает наилучшее согласование с поперечным

Таблица 1

Зона А. Средние показатели R_{cp} и N_{cp} в зависимости от расстояния L

L , м	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
R_{cp} , %	100,0	97,4	84,3	100,0	66,3	64,6	57,1	16,6	48,3	14,0
N_{cp}	17,8	15,7	12,9	16,8	9,6	9,7	9,8	2,5	6,3	0,28

Таблица 2

Зона В. Средние показатели R_{cp} и N_{cp} в зависимости от расстояния L

L , м	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
R_{cp} , %	56,0	57,1	49,1	42,9	42,9	42,9	28,6	42,9	14,0	0,0
N_{cp}	8,0	9,8	7,5	7,3	7,5	7,5	4,9	7,3	1,0	0,0

Таблица 3

Зона С. Средние показатели R_{cp} и N_{cp} в зависимости от расстояния L

L , м	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
R_{cp} , %	100,0	100	85,7	77,4	80,9	85,7	85,7	82,6	47,4	27,4
N_{cp}	18,4	17,2	15,1	12,5	11,3	13,7	14,4	13,2	6,1	3,0

электрическим полем волны, проникающей внутрь трубы [10–13]. Выбранная глубина 50 мм достаточна для защиты метки от механических повреждений при сохранении возможности считывания снаружи.

Для зон А и В считыватель ТУ001 устанавливался на расстоянии соответственно L_A и L_B от оси трубы. Для зоны С считыватель ТУ001 устанавливался на расстоянии L_C и под углом 45° к оси трубы, чтобы обеспечить считывание метки, так как при такой же установке, как для зон А и В, труба будет полностью перекрывать метку, что не позволит её считывать. Для каждой зоны расстояние $L_{A,B,C}$ изменялось от 0,5 до 5 м с шагом 0,5 м, диапазон изменения угла φ от 0 до 180° с шагом 30° выбран с учётом симметрии задачи.

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ СЕАНСОВ

Для проведения эксперимента разработано специализированное приложение для Android, позволяющее гибко управлять параметрами считывания и автоматически записывать результаты. Эксперимент проводился в лабораторных условиях, моделирующих производственную ситуацию: труба на опорах (имитация роляганга), считыватель (на штативе) на расстоянии L от центра торца трубы. Для каждой комбинации факторов (зона размещения, расстояние L , угол φ) выполнялась серия двухсекундных интервалов считывания.

Общее число комбинаций факторов составляло 210 (3 зоны $\times$ 10 расстояний $\times$ 7 углов). При фиксированной длительности (50 интервалов по 2 с каждый с паузой 1 с на сеанс) и с учетом переналадки оборудования эксперимент занял бы более 16 ч, что существенно замедлило бы исследование на производстве. Для сокращения времени эксперимента без потери достоверности результатов был разработан адаптивный алгоритм на основе коэффициента вариации [13], реализованный в том же приложении.

В качестве критерия стабильности использовался коэффициент вариации CV , вычисляемый по стандартным формулам:

$$CV = \frac{S(N)}{\bar{N}},$$

$$S(N) = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I (x_i - \bar{N})^2},$$

где $S(N)$ — стандартное отклонение в серии; I — общее количество интервалов в серии (от 12 до 50, либо меньше при досрочной остановке); x_i — количество успешных считываний в i -ом двухсекундном интервале; $\bar{N}$ — среднее число считываний за интервал.

Порог $CV \leq 0,05$ (т.е. относительная изменчивость не превышает 5%) выбран на основе стандартной оценки погрешности среднего: при коэффициенте вариации 5% и 12 интервалах погрешность составляет около 1,5%, что допустимо для инженерного эксперимента. Более жёсткий порог увеличил бы время, а более грубый снизил бы стабильность оценок [14].

Алгоритм реализован следующим образом. Изначально проводится 12 интервалов считывания. Если считываний не зафиксировано (что свидетельствует об отсутствии устойчивой радиосвязи в данном положении), сеанс измерений завершается досрочно с фиксацией результата «отсутствие сигнала». Если считывания присутствуют, рассчитывается коэффициент вариации CV по накопленным интервалам. При $CV \leq 0,05$ процесс считается стабильным, и сеанс завершается досрочно. При $CV > 0,05$ сеанс продолжается, после каждого интервала производится пересчёт CV по всем накопленным данным, если условие стабильности достигается, сеанс завершается, иначе он продолжается до максимальной длительности 50 интервалов (200 с), что обеспечивает достаточную статистику для инженерной оценки даже в условиях нестабильного сигнала. После остановки сеанса для каждого

интервала фиксируется количество успешных считываний, вычисляются среднее число считываний за интервал N и результативность считывания R .

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И ОБСУЖДЕНИЕ

В ходе эксперимента для каждой зоны размещения метки получены зависимости результативности считывания R и среднего числа считываний N от расстояния L и угла поворота трубы φ , данные приведены на рис. 2–4.

Поскольку в реальных производственных условиях ориентация трубы относительно считывателя случайна, данные усреднены по всем семи углам ($0–180^\circ$ с шагом 30°) с использованием стандартных формул:

$$R_{\text{ср}}(L) = \frac{1}{7} \sum_{\varphi} R(L, \varphi), \quad N_{\text{ср}}(L) = \frac{1}{7} \sum_{\varphi} N(L, \varphi),$$

где $R_{\text{ср}}(L)$ — средняя результативность по всем углам при случайной ориентации трубы; $N_{\text{ср}}(L)$ — среднее число считываний по всем углам при случайной ориентации трубы. Результаты усреднения представлены в табл. 1–3.

В результате анализа экспериментальных данных выявлены следующие закономерности.

Зона А характеризуется сложной интерференционной картиной. При $L \leq 2$ м считывание стабильно — $R_{\text{ср}} \geq 84\%$, однако при $L > 2,5$ м наблюдаются глубокие провалы, чередующиеся с зонами уверенного приёма. Это обусловлено многолучевой интерференцией сигналов, отражённых от стенок трубы и окружающих металлических поверхностей [15, 16]. Зона А чувствительна к точному позиционированию считывателя.

В зоне В считывание устойчиво только в довольно узком секторе углов: уверенное считывание наблюдается при углах φ от -60° до $+60^\circ$ (т.е. в секторе, обращённом к считывателю). При $\varphi \geq 90^\circ$ считывание практически отсутствует. Для углов 0° и 30° максимальное расстояние от фазового центра антенны считывателя до центра торца трубы, где считывание выполняется с результативностью $R=100\%$, составляет $L=4$ м. Для угла 60° результативность $R=100\%$ также достигается на расстоянии $L=4$ м, однако при $L=3,5$ м наблюдается провал R до 0% , что свидетельствует о сложной интерференционной картине даже в пределах рабочего сектора.

В **зоне С** наблюдается высокая стабильность связи на расстояниях $L < 3,5$ м для всех углов поворота трубы относительно считывателя, кроме $\varphi=0^\circ$ (метка на ближней стороне), где считывание отсутствует. На расстоянии $L=4$ м для большинства углов (кроме $\varphi=0^\circ$ и $\varphi=150^\circ$) сохраняется результативность $R=100\%$. При увеличении расстояния до $4,5$ м число углов с результативностью считывания $R=100\%$ сокращается до трёх ($\varphi=90^\circ, 150^\circ, 180^\circ$), а для остальных углов результативность падает до 0% (или до 32% для $\varphi=0^\circ$). При этом среднее число считываний N снижается даже при сохранении результативности $R=100\%$, что указывает на ослабление сигнала на больших расстояниях при сохранении факта наличия связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана и апробирована на лабораторном стенде методика экспериментальной оценки надёжности RFID-идентификации трубной продукции. В основе методики — адаптивный алгоритм управления длительностью сеансов на основе коэффициента вариации CV . Показано, что пороговое значение коэффициента вариации, выбранное на уровне 5% , обеспечивает стабильность оценок результативности и позволяет завершать сеанс без потери точности.

Получены количественные карты результативности для трёх зон размещения метки на трубе (торец, наружная образующая, внутренняя полость) в диапазоне расстояний от считывателя до центра торца трубы $0,5–5$ м и углов поворота трубы $0–180^\circ$. Выявлены интерференционные провалы и направленные зоны с отсутствием считывания. Установлено, что наиболее стабильная идентификация достигается при размещении метки внутри полости трубы на глубине 50 мм от торца (зона С): средняя результативность составляет $77–100\%$ при расстояниях до 4 м.

На основе полученных данных предложены и обоснованы практические рекомендации по выбору зоны крепления метки для различных производственных условий. Для задач сквозной прослеживаемости труб на рольгангах рекомендована зона С (внутренняя полость). Для участков с фиксированной ориентацией трубы относительно считывателя допустимо использование зоны В (наружная образующая), для складских операций — зоны А (торец).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гаврилов, Е.В.** Обзор систем радиочастотной идентификации (RFID): Анализ технологических решений и областей применения / Е.В. Гаврилов // Universum: технические науки. – 2024. – № 4(121). – <https://7universum.com/ru/tech/archive/item/17316> (дата обращения: 20.07.2026). – DOI: 10.32743/UniTech.2024.121.4.17316.
2. **Куликов, М.М.** Перспективы использования RFID-технологий в России / М.М. Куликов, М.А. Комиссарова, И.А. Назарова // Вестник Ростовского государственного экономического университета. – 2022. – № 4(80). – С. 190-197. – DOI: 10.54220/v.rseu.1991-0533.2023.80.4.026.
3. **Орлов, А.А.** Система автоматического контроля движения промышленных изделий с использованием радиочастотных идентификационных меток / А.А. Орлов, Д.В. Титов, А.В. Астафьев // Известия вузов. Приборостроение. – 2021. – Т. 64, № 3. – С. 176-182. – DOI: 10.17586/0021-3454-2021-64-3-176-182.
4. **Rao, K.V.S.** Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application / K.V.S. Rao, P.V. Nikitin, S.F. Lam // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2005. – Vol. 53, № 12. – P. 3870-3876. – DOI: 10.1109/TAP.2005.859919.
5. **Bjorninen, T.** Advances in antenna designs for UHF RFID tags mountable on conductive items / T. Bjorninen, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, Y. Rahmat-Samii // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2014. – Vol. 56, Issue 1. – P. 79-103. – DOI: 10.1109/MAP.2014.6821761.
6. **Andrenko, A.S.** EM Modeling of Metal Pipe Based UHF RFID Tags Activated by R/W Antenna / A.S. Andrenko // 2012 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA).
7. **Pourtaghi, G.** Comparison of the protective effect of aluminum in the laminate and network mode against electromagnetic radiation with a selective frequency of 900 MHz / G. Pourtaghi, M. Karrabi, H. Tavakoli et al. // Journal of Military Medicine. – 2018. – Vol. 20, № 3. – P. 309-315.
8. **8dBi UHF Integrated Reader TY001.** – <https://tenhanyun.com/productinfo/1219716.html> (дата обращения: 19.08.2026).
9. **Wilson, E.B.** Probable inference, the law of succession, and statistical inference / E.B. Wilson // Journal of the American Statistical Association. – 1927. – Vol. 22, no. 158. – P. 209-212. – DOI: 10.1080/01621459.1927.10502953.
10. **Dobkin, D.M.** The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice / D.M. Dobkin. – Burlington: Newnes, 2008. – 504 p.
11. **Michel, A.** On RFID Tag Detection Inside Metal Pipes / A. Michel, P. Nepa, M.R. Pino // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608589.
12. **Yabuki, N.** Experimental study on Radio Frequency Identification (RFID) technology for light weight temporary facility members / N. Yabuki, T. Oyama // Journal of Applied Computing in Civil Engineering. – 2006. – Vol. 15. – P. 231-240. – DOI: 10.2208/journalac2003.15.0_231.
13. **Вальд, А.** Последовательный анализ / А. Вальд: Пер. с англ. – М.: Физматгиз, 1960. – 328 с.
14. **Осипов, С.Н.** Влияние стохастических характеристик свойств материалов, изделий и процессов на оценку нормативных параметров / С.Н. Осипов // Наука и техника. – 2017. – Т. 16, № 4. – С. 304-314.
15. **Vyas, R.** A Sequential RFID System for Robust Communication with Underground Carbon Steel Pipes in Oil and Gas Applications / R. Vyas, B. Tye // Electronics. – 2019. – Vol. 8, № 12. – article 1374. – DOI: 10.3390/electronics8121374.
16. **Pino, M.R.** Read-Range Estimation of UHF-RFID Tags Placed Inside Metal Pipes / M.R. Pino, A. Michel, G.A. Nanciandi, P. Nepa // 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA).

*Получено 14.08.2026;
принято к печати 17.08.2026*

Development and experimental testing of a methodology for assessing the reliability of radio frequency identification of pipe products

D.A. Sheremet, branch of TMK Technical Service in Volzhsky, PJSC Trubnaya Metallurgicheskaya Kompaniya, leading engineer; sheremetdeni2@mail.ru

V.A. Nosenko, Volzhsky Polytechnic Institute (branch) of the Volgograd State Technical University, professor, Dr.Sci.(Tech.); vladim.nosenko2014@yandex

A.A. Silaev, Volzhsky Polytechnic Institute (branch) of the Volgograd State Technical University, associate professor, Ph.D.; aa_silaev@mail.ru

Abstract. The problem of end-to-end identification of pipe products in metallurgy using radio frequency identification (RFID) is considered. An adaptive method for controlling the duration of experimental sessions based on the coefficient of variation is proposed, reducing the experiment time without loss of reliability. Three placement zones of ABS-9640 anti-metal tags on a steel pipe were studied: the end face, the outer cylindrical generatrix, and the internal cavity (at a depth of 50 mm from the end face). The experiment was carried out in the distance range from the reader to the pipe end center of 0.5 to 5 m and pipe rotation angles of 0–180° using a TY001 UHF reader. Dependences of the read success rate (the fraction of time intervals with a successful tag response) were obtained; interference dips and directional zones with no reads were identified. It was found that placing the tag in the internal cavity provides the most stable results in the distance range up to 4 m compared to the other zones. The developed method allows quantitative assessment and

prediction of read success rate for various equipment placement schemes and can be used for comparative testing of different types of RFID tags.

Keywords: steel pipes, radio frequency identification, UHF RFID, anti-metal radio frequency tags, adaptive technique, coefficient of variation

For citation: Sheremet, D.A. Development and experimental testing of a methodology for assessing the reliability of radio frequency identification of pipe products / D.A. Sheremet, V.A. Nosenko, A.A. Silaev // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 50-57. (in russian)

REFERENCES

1. **Gavrilov, E.V.** Review of radio frequency identification (RFID) systems: analysis of technological solutions and applications / E.V. Gavrilov // *Universum: Technical Sciences*. – 2024. – no. 4(121). – URL: <https://7universum.com/ru/tech/archive/item/17316> (accessed: 20.07.2026). – DOI: 10.32743/UniTech.2024.121.4.17316. (in russian)
2. **Kulikov, M.M.** Prospects for the use of RFID technologies in Russia / M.M. Kulikov, M.A. Komissarova, I.A. Nazarova // *Bulletin of Rostov State Economic University*. – 2022. – no. 4(80). – P. 190-197. – DOI: 10.54220/v.rsue.1991-0533.2023.80.4.026. (in russian)
3. **Orlov, A.A.** System for automatic control of industrial products movement using radio frequency identification tags / A.A. Orlov, D.V. Titov, A.V. Astafiev // *Proceedings of Universities. Instrument Engineering*. – 2021. – Vol. 64, no. 3. – P. 176-182. – DOI: 10.17586/0021-3454-2021-64-3-176-182. (in russian)
4. **Rao, K.V.S.** Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application / K.V.S. Rao, P.V. Nikitin, S.F. Lam // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2005. – Vol. 53, № 12. – P. 3870-3876. – DOI: 10.1109/TAP.2005.859919.
5. **Bjorninen, T.** Advances in antenna designs for UHF RFID tags mountable on conductive items / T. Bjorninen, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, Y. Rahmat-Samii // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2014. – Vol. 56, Issue 1. – P. 79-103. – DOI: 10.1109/MAP.2014.6821761.
6. **Andrenko, A.S.** EM Modeling of Metal Pipe Based UHF RFID Tags Activated by R/W Antenna / A.S. Andrenko // 2012 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA).
7. **Pourtaghi, G.** Comparison of the protective effect of aluminum in the laminate and network mode against electromagnetic radiation with a selective frequency of 900 MHz / G. Pourtaghi, M. Karrabi, H. Tavakoli et al. // *Journal of Military Medicine*. – 2018. – Vol. 20, № 3. – P. 309-315.
8. **8dBi UHF Integrated Reader TY001**. – <https://tenhanyun.com/productinfo/1219716.html> (дата обращения: 19.08.2026).
9. **Wilson, E.B.** Probable inference, the law of succession, and statistical inference / E.B. Wilson // *Journal of the American Statistical Association*. – 1927. – Vol. 22, no. 158. – P. 209-212. – DOI: 10.1080/01621459.1927.10502953.
10. **Dobkin, D.M.** The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice / D.M. Dobkin. – Burlington: Newnes, 2008. – 504 p.
11. **Michel, A.** On RFID Tag Detection Inside Metal Pipes / A. Michel, P. Nepa, M.R. Pino // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608589.
12. **Yabuki, N.** Experimental study on Radio Frequency Identification (RFID) technology for light weight temporary facility members / N. Yabuki, T. Oyama // *Journal of Applied Computing in Civil Engineering*. – 2006. – Vol. 15. – P. 231-240. – DOI: 10.2208/journalac2003.15.0_231.
13. **Wald, A.** Sequential Analysis / A. Wald: translated from English. – Moscow: Fizmatgiz, 1960. – 328 p. (in russian)
14. **Osipov, S.N.** Influence of stochastic characteristics of properties of materials, products and processes on the evaluation of regulatory parameters / S.N. Osipov // *Science and Technology*. – 2017. – Vol. 16, no. 4. – P. 304-314. (in russian)
15. **Vyas, R.** A Sequential RFID System for Robust Communication with Underground Carbon Steel Pipes in Oil and Gas Applications / R. Vyas, B. Tye // *Electronics*. – 2019. – Vol. 8, № 12. – article 1374. – DOI: 10.3390/electronics8121374.
16. **Pino, M.R.** Read-Range Estimation of UHF-RFID Tags Placed Inside Metal Pipes / M.R. Pino, A. Michel, G.A. Narciandi, P. Nepa // 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA).

Анализ и методы повышения помехоустойчивости широкополосных сигналов в декаметровом канале связи с учетом частотной дисперсии ионосферы

С.Ю. Зябриков, МИРЭА – Российский технологический университет, Институт радиоэлектроники и информатики, кафедра телекоммуникаций, аспирант; vmmarket@mail.ru

УДК 621.396.2

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.007

Аннотация. Разработана уточнённая модель декаметрового канала связи с параметром дисперсии групповой задержки, аналитически связанным с полным электронным содержанием (ТЕС). На основе автокорреляционной функции BPSK-сигнала получено новое выражение для энергетических потерь на выходе согласованного фильтра в замкнутой форме. Показано, что при полосе 1 МГц и ТЕС=80 TECU потери достигают 8,2 дБ. Предложен адаптивный эквалайзер с экспоненциальным сглаживанием оценок передаточной функции и перестраиваемым коэффициентом забывания. Моделирование в MATLAB подтвердило энергетический выигрыш до 6,4 дБ по BER (10^{-3}) в каналах с сильной дисперсией относительно некорректирующего приёма; остаточный проигрыш относительно идеального канала снижен до 1,8 дБ. Полученные результаты и разработанный алгоритм могут быть использованы при проектировании модемов нового поколения для профессиональной коротковолновой радиосвязи и систем загоризонтной радиолокации.

Ключевые слова: декаметровая связь, ионосферный канал, частотная дисперсия, помехоустойчивость, широкополосные сигналы, фазоманипулированный сигнал.

Для цитирования: Зябриков, С.Ю. Анализ и методы повышения помехоустойчивости широкополосных сигналов в декаметровом канале связи с учетом частотной дисперсии ионосферы / С.Ю. Зябриков // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 58–64.

ВВЕДЕНИЕ

Ионосферный канал распространения радиоволн декаметрового диапазона (3–30 МГц) традиционно классифицируется как канал с многолучевостью, замираниями и дисперсией. Если первые два фактора (многолучевость ионосферы и интерференционные замирания) достаточно подробно изучены в специализированной литературе и в значительной степени компенсируются современными технологиями передачи, такими как ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM) или расширение спектра (DSSS) с последующей RAKE-обработкой, то влияние частотной дисперсии самой ионосферной среды на широкополосные сигналы (ШПС) часто остается недооцененным [1–5].

Дисперсия обусловлена частотной зависимостью диэлектрической проницаемости холодной замагниченной плазмы. Зависимость от частоты показателя преломления ионосферы $n(f)$ приводит к тому, что групповая задержка сигнала τ_{gr} также является функцией частоты. Для узкополосных сигналов (при $\Delta f \ll f_0$, где Δf – абсолютная ширина спектра сигнала, f_0 – среднее значение частоты в спектре сигнала) дисперсией можно пренебречь, считая канал неискажающим в пределах полосы. Однако при переходе к скоростям передачи в сотни килобит или несколь-

ко мегабит в секунду различие в фазовом набеге для граничных частот спектра сигнала становится существенным, вызывая внутрисимвольную интерференцию особого рода, называемую дисперсионной интерференцией [6, 7].

В отличие от многолучевой интерференции, которую теоретически можно разрешить с помощью RAKE-приемника, дисперсионное искажение символа требует принципиально иного подхода, такого как выравнивание (эквализация) в частотной области.

Целью настоящей работы является количественная оценка деградации помехоустойчивости фазоманипулированных широкополосных сигналов в дисперсионном канале связи в декаметровом диапазоне и разработка алгоритма адаптивной компенсации, инвариантного к быстрым изменениям состояния ионосферы. Для достижения поставленной цели последовательно решаются следующие задачи: уточнение математической модели канала с дисперсией групповой задержки; анализ искажений корреляционного отклика приемника; синтез модифицированной схемы частотной эквализации с предсказанием параметров среды; имитационное моделирование помехоустойчивости предложенной системы.

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ И ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

Объектом исследования является одноканальный ионосферный радиоканал декаметрового диапазона с несущей частотой f_0 в окрестности 10 МГц. Полезный сигнал — это фазоманипулированный сигнал с бинарной фазовой манипуляцией (binary phase-shift keying, BPSK) с шириной спектра B до 1 МГц и длительностью информационного символа T_s . Комплексная огибающая сигнала $s(t)$ представляется сверткой информационных символов с расширяющей псевдослучайной последовательностью (ПСП) длиной N_c . Среда распространения сигнала характеризуется полным электронным содержанием (total electron content, TEC), величина которого в зависимости от времени суток и солнечной активности варьируется от 5 до 100 единиц TEC (TECU, 1 TECU = 10^{16} электронов/м² (эл./м²)). Особенно сильные и быстрые флуктуации TEC наблюдаются в высокоширотных регионах [8], что делает задачу компенсации дисперсионных искажений еще более актуальной для систем связи, эксплуатируемых в арктических зонах.

Принимаются следующие допущения: ионосфера рассматривается в приближении холодной плазмы без учета магнитного поля, что оправдано для качественного анализа дисперсионных эффектов первого порядка; амплитудные замирания в полосе сигнала считаются медленными, т.е. не зависят от частоты в пределах полосы; многолучевые эффекты исключены из рассмотрения для акцентирования внимания на дисперсионных искажениях; шумовая составляющая представляет собой аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

Методология решения задачи включает три этапа. На первом этапе на основе уравнений Максвелла и модели холодной плазмы выводится уточненная передаточная функция канала $H(j\omega)$, где ω — круговая частота, содержащая в явном виде квадратичный фазовый член, пропорциональный дисперсии групповой задержки. На втором этапе с использованием аппарата корреляционного анализа определяется зависимость энергетических потерь на выходе согласованного фильтра от безразмерного параметра дисперсионных искажений $D = \tau'_{gr} B^2$, где τ'_{gr} — производная групповой задержки сигнала по ω . На третьем этапе методами теории оптимальной фильтрации и адаптивной обработки сигналов синтезируется частотный эквалайзер с контуром оценивания единственного скалярного параметра кривизны фазочастотной характеристики (ФЧХ) канала. Для верификации аналитических результатов используется имитационное моделирование в среде MATLAB.

Математическая модель канала строится следующим образом. Передаточная функция одного мода распространения $H(j\omega)$ с учетом частотной зависимости фазовой постоянной $\beta(\omega)$ [6, 7] имеет вид

$$H(j\omega) = A(\omega) \exp \left[-j \int_0^L \beta(\omega, l) dl \right],$$

где L — длина траектории луча в ионизированной среде; $A(\omega)$ — медленно меняющаяся амплитудная функция. Для холодной плазмы без магнитного поля фазовая постоянная и показатель преломления записываются как

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} n(\omega),$$

$$n(\omega) = \sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{\omega_p^2}{\omega^2}, \quad (1)$$

где $\omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\epsilon_0 m_e}}$ — плазменная частота; n_e — концентрация электронов; ϵ_0 — электрическая постоянная; e — заряд электрона; m_e — масса электрона; c — скорость света в вакууме. Разложение фазового интеграла $\Phi(\omega) = \int \beta(\omega, l) dl$ в ряд Тейлора в окрестности несущей ω_0 дает следующее уравнение:

$$\Phi(\omega) \approx \Phi(\omega_0) + \tau_{ph}(\omega_0)(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \tau'_{gr}(\omega_0)(\omega - \omega_0)^2 + \dots,$$

где τ_{ph} — фазовая задержка; $\tau'_{gr} = d\Phi/d\omega$ — групповая задержка; $\tau'_{gr} = d^2\Phi/d\omega^2$ — дисперсия групповой задержки. Квадратичный фазовый член ответственен за искажения сигнала, не компенсируемые простым временным сдвигом.

Подставляя уравнение (1) в фазовый интеграл, получаем связь дисперсии групповой задержки с полным электронным содержанием TEC:

$$\tau'_{gr} \approx \frac{e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m_e c} \frac{\text{TEC}}{f_0^3},$$

где TEC измеряется в единицах TECU и в дневные часы достигает 50–100 TECU [8]. В частотной области прохождение сигнала через канал описывается как

$$S_{out}(f) = S_{in}(f) A(f) \times \exp[-j(\Phi_0 + 2\pi \tau_{gr} \Delta f + \pi \tau'_{gr} (2\pi \Delta f)^2)], \quad (2)$$

где $\Delta f = f - f_0$. Квадратичный фазовый набег в уравнении (2) нарушает синфазное сложение спектральных составляющих в приемнике, что и приводит к энергетическим потерям.

РЕЗУЛЬТАТЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Комплексная огибающая BPSK символа с прямоугольной формой чипа записывается как

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} c_k p(t - k\tau_c),$$

где $c_k = \pm 1$ — элементы ПСП длиной N_c ; $\tau_c = T_s/N_c$ — длительность чипа; $p(t)$ — форма чипа. Ширина

спектра такого сигнала по главному лепестку равна $B \approx 2/\tau_c$.

После прохождения через дисперсионный канал с передаточной функцией (2) сигнал поступает на согласованный фильтр. В момент принятия решения (при $t = T_s$) отсчёт на выходе фильтра принимает следующий вид:

$$y(T_s) = \sum_{k=0}^{N_c-1} c_k \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega)^2 \exp[-j\pi\tau'_{gr}\omega^2 - j\omega(k-m)\tau_c] d\omega, \quad (3)$$

где $P(\omega)$ – Фурье-спектр чипа $p(t)$.

Интеграл (3) для прямоугольного чипа вычисляется с использованием интегралов Френеля. В результате получено следующее выражение для нормированного пика автокорреляционной функции (АКФ) $\rho = y(T_s)/E_s$, где E_s – энергия символа:

$$\rho(D) \approx \exp\left[0 - \left(\frac{D}{D_0}\right)^2\right]. \quad (4)$$

В данном случае введен безразмерный параметр дисперсионных искажений $D = \tau'_{gr} B^2 = \tau'_{gr} (2/\tau_c)^2$, а $D_0 \approx 0,5$ – это константа, определяемая формой чипа и видом ПСП. Параметр D равен удвоенному фазовому набегу (в радианах), который сигнал приобретает на краю своей полосы относительно центральной частоты.

Преобразуя уравнение (4), получаем формулу для расчёта энергетических потерь (в децибелах) на выходе согласованного фильтра – т.е. во сколько раз падает отношение сигнал/шум из-за дисперсии:

$$L_{disp} = -20 \log_{10} \rho \approx 8,68 \left(\frac{D}{D_0}\right)^2. \quad (5)$$

Количественный анализ выражения (5) для типичных значений ТЕС, наблюдаемых в ионосфере на частоте несущей $f_0 = 10$ МГц, показывает следующее. Если для узкополосных сигналов с полосой $B < 100$ кГц потерями можно пренебречь даже в дневных условиях ($L_{disp} < 0,1$ дБ), то при расширении полосы до 1 МГц проигрыш достигает 1,5–2 дБ при умеренном ТЕС, равном 30 ТЕСУ, и катастрофических 8–10 дБ при высоком ТЕС, равном 80–100 ТЕСУ. Так, для характерных дневных условий (ТЕС=60 ТЕСУ) потери составляют 3,7 дБ при $B=500$ кГц и 8,2 дБ при $B=1$ МГц. Это полностью нивелирует выигрыш от обработки ШПС и требует введения специальных мер компенсации.

Поскольку дисперсионные искажения в рамках принятых допущений носят чисто фазовый характер, задача компенсации сводится к оцениванию и инвертированию квадратичного фазового набега в уравнении (2). В рамках настоящего исследования нами предлагается эквалайзер (выравниватель), ра-

ботающий в частотной области. Принятый сигнал после понижения частоты и аналого-цифрового преобразования подвергается быстрому преобразованию Фурье (БПФ). На выходе БПФ формируется набор комплексных отсчетов R_k в N частотных бинах. Задача эквалайзера заключается в том, чтобы сформировать оценку переданных спектральных компонентов $\hat{S}_k = R_k W_k$, где коэффициент выравнивания в k -ом бине равен

$$W_k = \exp[j\hat{\phi}(f_k)],$$

где $\hat{\phi}(f_k)$ – оценка фазовой поправки. Так как искажение описывается всего одним скалярным параметром – кривизной ФЧХ $\phi(\omega) = \pi\tau'_{gr}\omega^2$, то задача эквализации вырождается в скалярное оценивание.

Оценка параметра $\hat{a}_n$ на n -ом временном интервале формируется по двум пилот-сигналам (пилотным поднесущим) на симметричных частотах f_{p1} и f_{p2} с последующим рекуррентным экспоненциальным сглаживанием:

$$\hat{a}_n = \alpha \hat{a}_{n-1} + (1 - \alpha) \hat{a}_n^{inst},$$

где $\hat{a}_n^{inst}$ – мгновенная оценка по пилотам; $\alpha \in (0, 1)$ – коэффициент забывания, адаптивно перестраиваемый по следующему закону:

$$\alpha = \alpha_{min} + (\alpha_{max} - \alpha_{min}) \exp\left(-\frac{\sigma_{\Delta\phi}^2}{\sigma_{th}^2}\right), \quad (6)$$

где α , α_{min} и α_{max} – коэффициенты скорости адаптации; $\sigma_{\Delta\phi}^2$ – дисперсия невязки фазы на выходе эквалайзера за интервал наблюдения; $\Delta\phi$ – дисперсия величины разности фаз; σ_{th}^2 – пороговое значение стандартного отклонения. При стабильном канале и малой невязке $\alpha \rightarrow \alpha_{max} = 0,95$ (глубокое усреднение, эффективное подавление шумов). При росте невязки, вызванном быстрыми изменениями ионосферы, $\alpha \rightarrow \alpha_{min} = 0,6$ (ускоренное отслеживание нового состояния среды). Фазовый корректор формирует сопряженную фазовую характеристику для всех частотных бинов k :

$$\phi_k^{corr} = -\hat{a}_n (2\pi f_k)^2.$$

Коррекция искажений выполняется в частотной области путём поэлементного умножения спектральных отсчётов R_k на корректирующий фазовый множитель:

$$\hat{S}_k = R_k \exp(j\phi_k^{corr}).$$

Затем скорректированные отсчёты преобразуются во временную область с помощью обратного БПФ. Тогда решающее устройство определяет значение бита по знаку сигнала в момент принятия решения. Отметим главное преимущество предлагаемого алгоритма: он требует определения всего одного скалярного параметра, тогда как традиционный транс-

версальный фильтр оценивает 20–30 комплексных коэффициентов [9–11]. Это сокращает объём вычислений на порядок и делает алгоритм более быстрым.

Для проверки теоретических результатов проведено компьютерное моделирование в среде MATLAB. В модель входили:

- генератор BPSK-сигнала с псевдослучайной последовательностью из 127 символов и формирующим фильтром с характеристикой приподнятого косинуса (фактор спада roll-off=0,25);
- математическая модель ионосферного канала с учётом шума (формула (2));
- приёмник с реализованным частотным эквалайзером;
- измеритель вероятности битовой ошибки (BER).

Моделирование проводилось для несущей частоты $f_0 = 10$ МГц. Значения TEC варьировались в диапазоне от 20 до 80 TECU, что соответствует условиям от спокойной ночной ионосферы до возмущенной дневной. Полоса сигнала B устанавливалась равной 500 кГц и 1 МГц. Доплеровское рассеяние как независимый от дисперсии фактор в данной модели не учитывалось, чтобы выделить в чистом виде эффект от предлагаемой коррекции. В модель также был введен контур медленных флуктуаций TEC с характерной частотой $f_{\text{плс}} \approx 0,5$ Гц, имитирующий прохождение перемещающихся ионосферных неоднородностей.

Результаты моделирования для наихудшего случая ($B = 1$ МГц, $\text{TEC} = 80$ TECU) показали следующее. В идеальном канале без дисперсии стандартная кривая помехоустойчивости BPSK сигнала с АБГШ достигает $\text{BER} = 10^{-3}$ при отношении энергии бита к спектральной плотности мощности шума $E_b/N_0 \approx 6,8$ дБ. При внесении дисперсионных искажений кривая смещается вправо на 8,2 дБ, и требуемое E_b/N_0 возрастает до 15,0 дБ. Это полностью подтверждает аналитическую оценку по формуле (5). Применение предложенного адаптивного эквалайзера позволяет сократить требуемое E_b/N_0 до 8,6 дБ, т.е. остаточный проигрыш относительно идеального канала составляет лишь 1,8 дБ, а энергетический выигрыш по сравнению с некорректирующим приемом достигает 6,4 дБ.

Количественные данные по энергетическому выигрышу (в дБ) от применения предложенного

алгоритма для различных сочетаний TEC и полосы сигнала относительно некорректирующего приема по критерию $\text{BER} = 10^{-3}$ сведены в таблицу.

Данные таблицы подтверждают, что эффективность предложенного метода закономерно возрастает с ухудшением ионосферной обстановки (как с ростом TEC, так и с расширением полосы сигнала), что делает его особенно ценным для практических приложений в сложных условиях распространения радиоволн.

ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ И СОПОСТАВЛЕНИЕ ИХ С РАНЕЕ ИЗВЕСТНЫМИ

Полученные результаты количественно подтверждают, что частотная дисперсия ионосферы является критическим фактором, ограничивающим эффективность применения ШПС в декаметровом диапазоне. Традиционный подход, основанный на использовании согласованного фильтра, приводит к экспоненциальному росту энергетических потерь с увеличением полосы сигнала. Так, в характерных дневных условиях ($\text{TEC} = 80$ TECU) при полосе 1 МГц потери превышают 8 дБ, что полностью нивелирует потенциальный выигрыш от расширения спектра.

Качественное поведение энергетических потерь, предсказываемое выражением (5), согласуется с результатами работ [6, 7]. Однако в отличие от известных подходов, формула (5) позволяет получить количественную оценку в замкнутой форме, что особенно важно для практики: она напрямую связывает потери с измеряемыми характеристиками — полным электронным содержанием ионосферы (TEC) и параметрами сигнала (шириной спектра B и несущей частотой f_0), исключая необходимость в численном моделировании для каждой конкретной ситуации.

Предлагаемый метод отличается от традиционных решений. В работах, посвященных аналогичной тематике [12, 13], для борьбы с искажениями применяются временные трансверсальные фильтры с адаптацией по критерию минимума среднеквадратической ошибки. Такие фильтры требуют настройки большого числа отводов — до 20–30 в условиях сильной дисперсии ($\text{TEC} = 80$ TECU, полоса 1 МГц). Это число пропорционально произведению диапазона групповых задержек на квадрат полосы. Но настройка такого количества коэффициентов с помощью градиентных алгоритмов (LMS, RLS) в нестационарной ионосфере — задача крайне сложная. Малейшие возмущения, например внезапное ионосферное возмущение SID, нарушают сходимость и могут сорвать синхронизацию. Предлагаемый же подход обходит эту проблему, что и составляет его главное преимущество.

В отличие от временных фильтров, предложенный метод работает непосредственно в спектральной области. Вместо десятков комплексных отво-

Энергетический выигрыш предложенного алгоритма

TEC, TECU	$B = 500$ кГц	$B = 1$ МГц
20 (слабая дисперсия)	1,1 дБ	2,8 дБ
50 (умеренная дисперсия)	2,4 дБ	5,1 дБ
80 (сильная дисперсия)	3,9 дБ	6,4 дБ

дов здесь требуется оценить всего один скалярный параметр $\hat{a}_n$, описывающий кривизну ФЧХ канала. Это сокращает объём вычислений и обеспечивает высокую скорость адаптации — критически важное качество в быстро меняющейся ионосферной среде. Встроенный механизм адаптации коэффициента забывания (6) автоматически балансирует между двумя противоречивыми требованиями: высокой точностью в периоды спокойной ионосферы и быстрым отслеживанием изменений во время возмущений.

Проведенное имитационное моделирование подтвердило, что предложенный подход дает энергетический выигрыш от 1,1 до 6,4 дБ в зависимости от условий, причем его эффективность закономерно повышается при ухудшении ионосферной обстановки. Даже в оптимальном случае сохраняется остаточный проигрыш около 1,8 дБ по сравнению с идеальным каналом без дисперсии. Это связано с двумя факторами. Первый (статистический): оценка кривизны ФЧХ производится всего по двум пилот-сигналам, что вносит шумовую составляющую в корректирующий множитель. Второй (физический): квадратичная аппроксимация фазового набегу не полностью описывает реальную ионосферу, где присутствуют кубические нелинейности и эффекты, связанные с магнитным полем Земли.

Дальнейшее совершенствование метода может быть связано с увеличением числа пилот-сигналов, переходом к полиномиальной модели ФЧХ более высокого порядка, а также с применением алгоритмов машинного обучения для оценивания параметров канала. Как показано в ряде работ, нейросетевые

подходы демонстрируют высокую эффективность при оценке нестационарных каналов связи [14], что открывает возможности для их адаптации к задаче компенсации ионосферной дисперсии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенного исследования решена актуальная научно-техническая задача повышения помехоустойчивости широкополосных сигналов в декаметровом канале связи в условиях частотной дисперсии ионосферы. Разработана уточнённая модель декаметрового канала с параметром дисперсии групповой задержки, аналитически связанным с полным электронным содержанием (ТЕС). На основе автокорреляционной функции ВРСК-сигнала получено новое выражение для энергетических потерь на выходе согласованного фильтра в замкнутой форме. Показано, что при полосе 1 МГц и ТЕС=80 TECU потери достигают 8,2 дБ. Предложен адаптивный эквалайзер с экспоненциальным сглаживанием оценок передаточной функции и перестраиваемым коэффициентом забывания. Моделирование в MATLAB подтвердило энергетический выигрыш до 6,4 дБ по BER (10^{-3}) в каналах с сильной дисперсией относительно некорректирующего приёмника; остаточный проигрыш относительно идеального канала снижен до 1,8 дБ. Полученные результаты и разработанный алгоритм, отличающийся меньшей вычислительной сложностью по сравнению с известными аналогами, могут быть использованы при проектировании модемов нового поколения для профессиональной коротковолновой радиосвязи и систем загоризонтной радиолокации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Дёмко, А.И.** Моделирование передачи данных с применением технологии ортогонального частотного мультиплексирования / А.И. Дёмко, М.И. Ганиев, О.Ю. Семенов, А.Ф. Шафикова // II Международная студенческая научно-практическая конференция «Научный потенциал молодежи и технический прогресс». — СПб., 2019. — С. 69-71.
- 2. Cannon, P.S.** Characterization and modelling of the HF communications channel / P.S. Cannon, M.J. Angling, B. Lundborg // Review of Radio Science 1999–2002. — New York: IEEE Press, 2002. — P. 597-622.
- 3. Warrington, E.M.** Measurements of the Doppler and multipath spread of HF signals received over a path oriented along the midlatitude trough / E.M. Warrington, A.J. Stocker // Radio Science. — 2003. — Vol. 38, Issue 5. — article 1080. — DOI:10.1029/2002RS002815.
- 4. Иванов, Д.В.** Новые возможности систем широкополосной когнитивной связи, работающих в ионосферных КВ-радиоканалах с внутримодовой дисперсией / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, В.В. Овчинников // Радиотехника. — 2022. — Т. 86, № 11. — С. 162-177. — <https://doi.org/10.18127/j00338486-202211-23>.
- 5. Иванов, Д.В.** Сенсорная диагностика ионосферных кв радиолоний и сетевые подходы к передаче полученной информации / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова и др. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. — 2025. — Т. 19, № 11. — С. 15-22.
- 6. Иванов, Д.В.** Проблемы вертикального зондирования ионосферы сложными сигналами минимальной мощности / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. — 2021. — № 2(50). — С. 6-20.
- 7. Gherm, V.E.** Wideband HF simulator for multipath ionospherically reflected propagation channels / V.E. Gherm, N.N. Zernov, H.J. Strangeways // Twelfth International Conference on Antennas and Propagation. ICAP 2003. — P. 128-131.
- 8. Благовещенский, Д.В.** Использование КВ-радиосвязи в высоких широтах / Д.В. Благовещенский, О.А. Мальцева, М.М. Анишин // Техника радиосвязи. — 2015. — № 4(27). — С. 5-13.
- 9. Watterson, C.** Experimental Confirmation of an HF Channel Model / C. Watterson, J. Juroshek, W. Bensema // IEEE Transactions

on Communication Technology. – 1970. – Vol. 18, № 6. – P. 792-803. – DOI: 10.1109/TCOM.1970.1090438.

10. Гинзбург, В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В.Л. Гинзбург. – Изд. 2-е, перераб. – М.: Наука, 1967. – 683 с.

11. Трофимов, Д.А. Определение полного электронного содержания ионосферы над станцией «Восток» по ГНСС-наблюдениям / Д.А. Трофимов, С.Д. Петров, Ю.А. Серов

и др. // Труды Института прикладной астрономии РАН. – 2020. – Вып. 52. – С. 68-71.

12. Proakis, J.G. Digital Communications. 5th ed. / J.G. Proakis, M. Salehi. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.

13. Батанов, В.В. Алгоритм адаптивной компенсации фазо-частотных искажений широкополосных сигналов при распространении по трансionoсферным радиолониям / В.В. Батанов, Л.Е. Назаров // Журнал радиоэлектроники. –

2021. – № 8. – статья 1. – <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.4>.

14. Chun, C.-J. Deep Learning-Based Channel Estimation for Massive MIMO Systems / C.-J. Chun, J.-M. Kang, I.-M. Kim // IEEE Wireless Communications Letters. – 2019. – Vol. 8, Issue 4. – P. 1228-1231.

*Получено 24.07.2026;
принято к печати 30.07.2026*

Analysis and methods for increasing the noise immunity of wideband signals in a decameter communication channel taking into account of ionospheric frequency dispersion

S.Yu. Zybrikov, MIREA – Russian Technological University, Institute of radioelectronics and informatics, department of telecommunications, postgraduate; vmmarket@mail.ru

Abstract. A refined model of the decameter channel has been developed, incorporating a group delay dispersion parameter analytically linked to the total electron content (TEC). Based on the autocorrelation function of the BPSK signal, a new expression for the energy losses at the output of the matched filter has been obtained in closed form. It has been shown that with a bandwidth of 1 MHz and TEC=80 TECU, the losses reach 8.2 dB. An adaptive equalizer with exponential smoothing of transfer function estimates and a tunable forgetting factor has been proposed. MATLAB modeling confirmed an energy gain of up to 6.4 dB at BER (10^{-3}) in channels with strong dispersion compared to non-corrective reception; the residual loss relative to an ideal channel was reduced to 1.8 dB. The obtained results and the developed algorithm can be used in the design of next-generation modems for professional shortwave radio communication and over-the-horizon radar systems.

Keywords: HF communication, ionospheric channel, frequency dispersion, noise immunity, wideband signals, phase-shift keyed signal.

For citation: Zybrikov, S.Yu. Analysis and methods for increasing the noise immunity of wideband signals in a decameter communication channel taking into account of ionospheric frequency dispersion / S.Yu. Zybrikov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 8. – P. 58-64. (in russian)

REFERENCES

1. Demko, A.I. Modeling of data transmission using orthogonal frequency multiplexing technology / A.I. Demko, M.I. Ganiev, O.Yu. Semenov, A.F. Shafikova // Scientific potential of youth and technical progress. Proceedings of the II international scientific and practical conference. – Saint-Petersburg, 2019. – P. 69-71. (in russian)

2. Cannon, P.S. Characterization and modelling of the HF communications channel / P.S. Cannon, M.J. Angling, B. Lundborg // Review of Radio Science 1999–2002. – New York: IEEE Press, 2002. – P. 597-622.

3. Warrington, E.M. Measurements of the Doppler and multipath spread of HF signals received over a path oriented along the midlatitude trough / E.M. Warrington, A.J. Stocker // Radio Science. – 2003. – Vol. 38, Issue 5. – article 1080. – DOI:10.1029/2002RS002815.

4. Ivanov, D.V. New capabilities of broadband cognitive communication systems operating in ionospheric HF radio channels with intramode dispersion / D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, N.V. Ryabova, V.V. Ovchinnikov // Radio Engineering. – 2022. – Vol. 86, No. 11. – P. 162-177. – DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202211-23>. (in russian)

5. Ivanov, D.V. Sensor diagnostics of ionospheric HF radio lines and network approaches to transmitting the received information / D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, N.V. Ryabova et al. // T-Comm. – 2025. – Vol. 19, No. 11. – P. 15-22. (in russian)

6. Ivanov, D.V. Problems of vertical sounding of the ionosphere with complex signals of minimum power / D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, N.V. Ryabova, A.A. Elsukov // Bulletin of the Volga State Technological University. Series:

Radiotechnical and Infocommunication Systems. – 2021. – No. 2(50). – P. 6-20. (in russian)

7. Gherm, V.E. Wideband HF simulator for multipath ionospherically reflected propagation channels / V.E. Gherm, N.N. Zernov, H.J. Strangeways // Twelfth International Conference on Antennas and Propagation. ICAP 2003. – P. 128-131.

8. Blagoveshchensky, D.V. Use of HF radio communication in high latitudes / D.V. Blagoveshchensky, O.A. Maltseva, M.M. Anishin // Radio communication engineering. – 2015. – No. 4(27). – P. 5-13. (in russian)

9. Watterson, C. Experimental Confirmation of an HF Channel Model / C. Watterson, J. Juroshek, W. Bensema // IEEE Transactions on Communication Technology. – 1970. – Vol. 18, № 6. – P. 792-803. –

DOI: 10.1109/TCOM.1970.1090438.

10. Ginzburg, V.L. Propagation of electromagnetic waves in plasma / V.L. Ginzburg. – 2nd ed., revised. – Moscow: Nauka, 1967. – 683 p. (in russian)

11. Trofimov, D.A. Determination of the total electron content of the ionosphere above the Vostok station using GNSS observations / D.A. Trofimov, S.D. Petrov, Yu.A. Serov et al. // Proceedings of the Institute of Aeronautical

Sciences of the Russian Academy of Sciences. – 2020. – Issue 52. – P. 68-71. (in russian)

12. Proakis, J.G. Digital Communications. 5th ed. / J.G. Proakis, M. Salehi. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.

13. Batanov, V.V. Algorithm for adaptive compensation of phase-frequency distortions of broadband signals during propagation along transionospheric radio

links / V.V. Batanov, L.E. Nazarov // Journal of Radio Electronics. – 2021. – No. 8. – article 1. – <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.4>. (in russian)

14. Chun, C.-J. Deep Learning-Based Channel Estimation for Massive MIMO Systems / C.-J. Chun, J.-M. Kang, I.-M. Kim // IEEE Wireless Communications Letters. – 2019. – Vol. 8, Issue 4. – P. 1228-1231.

Исследование возможностей применения последовательностей де Брёйна в C-OChDM. Часть I

А.А. Толасова, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), техник; a.a.tolasova@gmail.com

А.И. Саттарова, МТУСИ, ассистент; ang.satt.97@gmail.com

К.Ю. Рюмшин, МТУСИ, профессор, д.т.н.; e8@mail.ru

В.Д. Ключников, Штутгартский университет, студент; rk.x201@yandex.ru

М.В. Иванкович, ФГАУ НИЦ Телеком, заместитель директора НТЦ, к.т.н.; ivankovichmv@nic-t.ru

УДК 621.391.1:621.391.8:004.738.5

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.008

Аннотация. Для систем связи интернета вещей (IoT) в агрессивных средах разработана структура сигнала на основе каскадного мультиплексирования C-OChDM с последовательностями де Брёйна в качестве расширяющих кодов первого каскада. Имитационное моделирование выполнено в подводном оптическом канале (прибрежная морская вода по классификации Джерлова, $\lambda=532$ нм, дистанция 20 м) при использовании кода Хэмминга (15, 11), 128 подканалов OChDM и модуляции QPSK. Проведено сравнение помехоустойчивости последовательностей де Брёйна, Франка и M-последовательностей при равной двоичной длине. Двоичные последовательности де Брёйна обеспечивают выигрыш 5–6 дБ по E_s/N_0 при $BER=10^{-5}$ относительно последовательностей Франка и M-последовательностей. Выявлена немонотонная зависимость помехоустойчивости от длины последовательности при бинаризации небинарных алфавитов: последовательность де Брёйна длины 17 (алфавит 4) уступает двоичной последовательности длины 15 из-за деградации автокорреляционных свойств при бинарном отображении. Ансамбль последовательностей де Брёйна ($N=2^{26} \approx 6,7 \cdot 10^7$ для длины 64) обеспечивает масштабируемость числа узлов IoT-сети без увеличения длины кода и снижения скорости передачи данных.

Ключевые слова: Code-Orthogonal Chirp Division Multiplexing, C-OChDM, кодовое разделение, orthogonal chirp division multiplexing, последовательности де Брёйна, интернет вещей, IoT.

Для цитирования: Толасова, А.А. Исследование возможностей применения последовательностей де Брёйна в C-OChDM. Часть I / А.А. Толасова, А.И. Саттарова, К.Ю. Рюмшин и др. // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 64-77.

ВВЕДЕНИЕ

В XXI веке сложно представить жизнь общества без систем связи и передачи данных [1]. Одним из основополагающих направлений развития технологий связи является интернет вещей (Internet of things, IoT) — совокупность физических устройств, производящих обмен данными между собой посредством подключения к сети интернет без участия человека. Устройства, поддерживающие данную технологию, также иногда называют «умными». Устройства IoT используются в бытовых и измерительных приборах, в транспортных средствах, в медицине, социальной сфере, производстве и многих других отраслях.

С каждым годом интернет вещей становится всё более популярным среди обывателей: робот-пылесос

поможет сэкономить время и силы на уборку, умный регулятор отопления прогреет комнату к приходу хозяина, а умный телевизор скрасит его досуг. Согласно результатам исследования IoT Analytics [2], в текущем году количество подключённых устройств IoT достигло 18,8 млрд, что на 13% превосходит показатели прошлого года, и такие темпы роста наблюдаются уже несколько лет. Рост обусловлен потребностью современной экономики и общества к оптимизации трудовых ресурсов. Приспособления, способные выполнять рутинные бытовые задачи, позволяют снять с человека часть его повседневных обязанностей и оставить больше времени на работу или отдых. Кроме того, устройства IoT заменяют людей там, где требуется высокая точность работы или присутствует

риск для жизни и здоровья работника. Наглядный пример — роботы в сварочном или покрасочном цехах автозаводов. По прогнозу IoT Analytics, к 2030 г. количество подключённых устройств IoT достигнет 40 млрд, что доказывает заинтересованность мировой экономики и общества во внедрении данных систем в различные сферы жизни.

Одной из важнейших задач в развитии интернета вещей является организация IoT-сетей в условиях работы в агрессивных средах (подземных, подводных и т.д.) для обеспечения эффективной и безопасной работы разведывательных или поисково-спасательных экспедиций [3–6]. Для решения этой задачи используется широкий спектр различных методов: использование световых [7–11] или акустических [12] волн в качестве несущих; применение различных канальных кодеров [13–17]; использование шумоподобных сигналов [18, 19]; выбор устойчивого к многолучевости типа модуляции [10]; использование нейронных сетей [20].

В основе концепции IoT лежит множество различных технологий и стандартов — Wi-Fi, CDMA, Zigbee, Bluetooth, LoRaWAN, NB-IoT, IEEE802.11 и т.д. Выбор данных технологий обуславливается назначением системы, условиями её работы, а также специфическими требованиями.

Чтобы понять принципы обмена данными между устройствами IoT и потребителем, рассмотрим один из методов, использующихся при построении IoT-сети стандарта IEEE 802.11 и технологии CDMA — метод прямой последовательности для расширения спектра (direct sequence spread spectrum, DSSS).

КОДОВОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

На основе метода прямой расширяющей последовательности DSSS построен метод множественного доступа с кодовым раз-

делением каналов CDMA (рис. 1). В этом случае посылки для каждого канала кодируются своей расширяющей кодовой последовательностью, которая должна быть квазиортогональна последовательностям, применяемых в других каналах. Таким образом, на стороне приёмника нужный сигнал может быть легко отделён от ненужных, в случае если полоса частот используется несколькими устройствами.

В связи с быстрым ростом числа подключённых IoT-устройств появилась острая проблема нехватки уникальных расширяющих последовательностей. Связано это с тем, что количество оригинальных последовательностей напрямую связано с их длиной. Особенно эта проблема ощутима в системах с малой длиной последовательностей. Использование последовательностей большей длины также не является полноценным решением, так как это существенно снижает скорость передачи данных, давая при этом минимальную прибавку к E_s/N_0 .

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ДЕ БРЁЙНА

В данной статье построение кодового разделения будет основано на использовании ортогональных последовательностей де Брёйна. Сама последовательность де Брёйна — это циклическая последовательность над конечным алфавитом, в которой каждое подслово фиксированной длины d встречается ровно один раз [21, 22].

Длина такой последовательности D определяется как $D = r^d$, где r — мощность алфавита; d — длина подслова (порядок последовательности).

Для заданных параметров r и d можно также определить число существующих последовательностей де Брёйна по формуле

$$Q = \frac{(r!)^{r^d-1}}{r^d}.$$

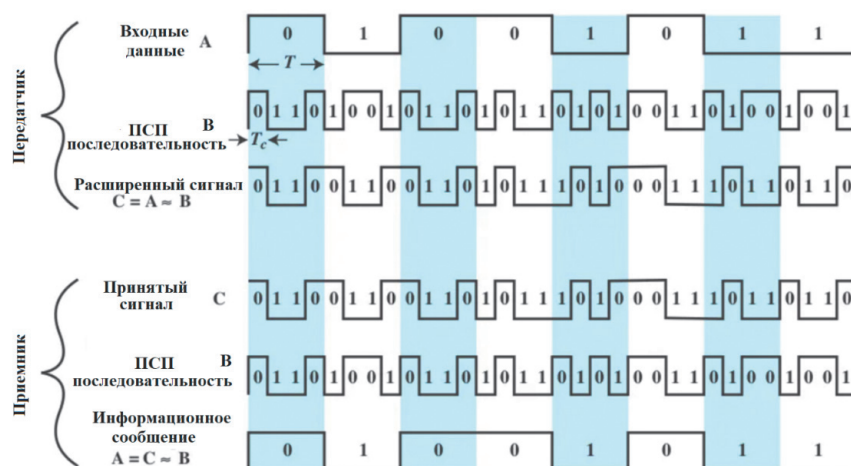
В современных системах связи, как правило, используется алфавит $\{0, 1\}$. Для данного алфавита эти формулы могут быть записаны в следующем виде [23]:

$$D = 2^d,$$

$$Q = 2^{2^d-1-d}.$$

Рисунок 1

Пример работы метода DSSS



Стоит отметить, что последовательность де Брёйна формируется нелинейно. Наиболее универсальным и фундаментальным подходом для их построения и изучения является теоретико-графовый метод. Так, одним из первых методов формирования данных последовательностей был частный случай графа Эйлера, а именно ориентированный сильно связный граф, все вершины которого представляют собой строки длиной $(d-1)$, а рёбра представляют собой переходы между вершинами с добавлением одного символа алфавита. Наглядная схема графа представлена на рис. 2.

Такая конструкция даёт теоретическое обоснование существования последовательностей де Брёйна. Так, каждая последовательность $B(r, d)$ взаимно однозначно соответствует эйлерову циклу в графе $G(r, d-1)$. Это соответствие позволяет рассмотреть задачу построения последовательности с точки зрения теории графов, упростив этот процесс за счёт использования хорошо известных алгоритмов нахождения эйлеровских циклов.

Существует несколько методов построения последовательности де Брёйна. Одним из наиболее известных является способ, использующий слова Линдона с фиксированным началом. Результатом работы данного алгоритма является порождение лексикографически наименьшей последовательности, которая начинается с d нулей. Этот способ основан на генерации минимальных лексикографических форм d подпоследовательностей, выделении слов Линдона (примитивных периодических блоков) для каждой последовательности и конкатенации сгенерированных блоков в лексикографические последовательности. В случае работы с двоичным кодом алгоритм может быть выполнен с использованием эффективной генерации слов Линдона за $O(1)$ операций на символ. Основной характерной чертой данного метода является то, что он всегда генерирует аналогичную каноническую последовательность. Поэтому он не пригоден для создания ансамбля последовательностей де Брёйна.

С целью генерации ансамбля последовательностей применяется метод систематического перебора с возвратом. Алгоритм начинает свою работу с генерации последовательности из d нулей. Затем он рекурсивно добавляет к концу последовательности символ «0» или «1», проверяя соблюдение условия уникальности всех d -подпоследовательностей. При возникновении тупиковой ситуации алгоритм возвращается к предыдущему состоянию. С целью учёта цикличности последовательности проверка имеет условие, что при достижении длины D все d -подпоследовательности должны удовлетворять условию уникальности, включая те, что переходят границу конца и начала. Данная реализация имеет важную особенность: начальные d символов жёстко

Рисунок 2
Граф де Брёйна $B(2, 3)$

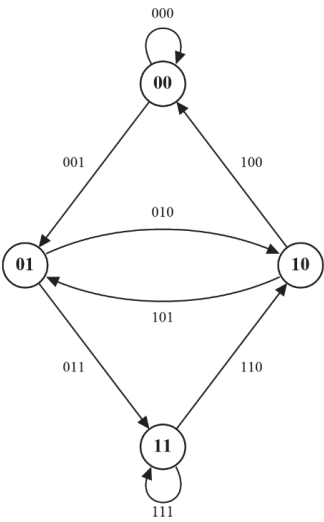


Таблица 1
Значения ВКФ последовательностей де Брёйна длины 64

Выбросы ВКФ	Доля пар последовательностей, % от общего числа исследованных пар
0,9375	<0,01
0,875	<0,01
0,8125	<0,01
0,75	<0,01
0,6875	<0,01
0,625	0,017
0,5625	0,094
0,5	0,54
0,4375	2,88
0,375	12,89
0,3125	37,93
0,25	40,59
0,1875	5,06
0,125	<0,01

зафиксированы как нули, вследствие чего циклический сдвиг исключается из рассмотрения. Вычислительная сложность данного метода выражается как двойная экспоненциальная функция, выраженная формулой $O(2^{2^{d-1}-d})$.

На практике этот алгоритм применяется только для $d \leq 5$.

С целью генерации ансамбля последовательностей де Брёйна применяется модифицированный алго-

ритм Хирхольцера. На каждом шаге при наличии возможности выбора варианта продолжения может использоваться определённое правило выбора (например, выбор ребра с меткой «1») или выбор случайным образом. Время работы алгоритма линейно, что делает его более подходящим для практического применения. Посредством фиксации начальной вершины и обхода всех возможных циклов Эйлера получается полный ансамбль последовательностей де Брёйна.

Стоит также обратить внимание на взаимную корреляционную функцию (ВКФ) полученных последовательностей. Важным условием для функционирования системы является соблюдение квазиортогональности. Т.е. ВКФ должна быть минимальной. В табл. 1 приведено распределение выбросов ВКФ, полученное при попарном сравнении последовательностей де Брёйна длины 64 (объём ансамбля — 67 108 864 последовательности) [24].

При формировании последовательностей де Брёйна используются нелинейные псевдослучайные последовательности (НПСР). Их нелинейность обусловлена использованием нелинейных операций в ходе формирования последовательностей.

Для ВКФ двух последовательностей де Брёйна равной длины справедлива следующая оценка:

$$-2^d \leq R_{ab}(\tau) \leq 2^d - 4, 0 \leq \tau \leq L - 1,$$

где $R_{ab}(\tau)$ — взаимная корреляционная функция последовательностей a и b ; τ — величина циклического сдвига одной последовательности относительно другой; L — длина НПСР [25].

ЧИСЛО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЕ БРЁЙНА И МАСШТАБИРУЕМОСТЬ СЕТИ

Ключевым преимуществом последовательностей де Брёйна для систем IoT является мощность их ансамбля. Число различных дво-

Таблица 2

Корреляционные свойства и размеры ансамблей исследуемых последовательностей

Свойство	Последовательность де Брёйна	Последовательность Франка	М-последовательности
Алфавит формирования	двоичный	полифазный	двоичный
Периодическая АКФ (уровень боковых лепестков)	многоуровневая	нулевые (АКФ идеальная)*	–1 (нормированное значение –1/L)
Чувствительность к бинаризации (QPSK после DSSS)	нет	высокая	нет
Типичное нормированное значение ВКФ	$\leq 0,25$ (большинство пар, табл. 1)	повышенная после бинаризации	зависит от пары
Размер ансамбля при длине $\approx 63-64$	$2^{26} \approx 6,7 \cdot 10^7$	единицы	$6 = \varphi(63)/6$
Масштабируемость числа узлов	очень высокая	низкая	низкая

* Идеальная (нулевая) периодическая АКФ имеет место для исходной полифазной формы последовательностей Франка; при переводе в двоичный вид это свойство утрачивается

ичных последовательностей де Брёйна порядка d (т.е. длины $D=2^d$) определяется выражением $N(d) = 2^{2^d-1-d}$ и растёт дважды экспоненциально с ростом порядка. Так, для $d=6$ (длина $D=64$) число последовательностей составляет $N = 2^{2^6-6} = 2^{26} = 67108864$, что в точности совпадает с объёмом ансамбля, исследованного в табл. 1.

Для сравнения, число М-последовательностей длины (2^m-1) равно $\varphi(2^m-1)/m$ (где φ — функция Эйлера) и для практически используемых длин исчисляется единицами-десятками, а семейство последовательностей Франка ограничено выбором размерности матрицы. Таким образом, при равной длине ансамбль последовательностей де Брёйна на порядки превосходит число доступных М-последовательностей и последовательностей Франка. Именно это свойство напрямую решает обозначенную ранее проблему дефицита уникальных расширяющих последовательностей и позволяет масштабировать число одновременно обслуживаемых узлов IoT-сети без увеличения длины кодовой последовательности, а значит, без снижения скорости передачи данных.

Сравнительные корреляционные свойства трёх семейств приведены в табл. 2. Идеальная периодическая автокорреляционная функция (АКФ) последовательностей Франка реализуется только в их исходной полифазной форме; в исследуемой схеме с переводом в двоичный вид перед QPSK-модулятором это свойство утрачивается, чем и объясняется их худшая помехоустойчивость (рис. 4–7). Двоичные по своей природе последовательности де Брёйна и М-последовательности к такой бинаризации нечувствительны. Решающим же преимуществом последовательностей де Брёйна перед последовательностями Франка и М-последовательностями является несопоставимо больший размер ансамбля при сохранении низкой взаимной корреляции (см. табл. 1), что обеспечивает масштабируемость числа узлов сети.

CODE-ORTHOGONAL CHIRP DIVISION MULTIPLEXING

Code-Orthogonal Chirp Division Multiplexing (C-OChDM) — одна из технологий каскадного мультиплексирования. Она включает в себя два каскада — кодового мультиплексирования и линейной частотной модуляции (ЛЧМ). На этапе кодового мультиплексирования происходит кодовое расширение символа при помощи квазиортогональной последовательности, второй же каскад представляет структуру, схожую с системой мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Точнее, на втором каскаде используется её ресурсная сетка, однако все подканалы используют ЛЧМ. Такой метод построения второго каскада сильно упрощает интеграцию технологии C-OChDM в системы связи, построенные на основе OFDM [26]. Далее термином OChDM обозначается второй (чирповый) каскад, а C-OChDM — система каскадного мультиплексирования в целом.

Так, матрицу информационных символов $\mathbf{d}_{m,k}$ можно получить из модулированной последовательности, руководствуясь следующей формулой:

$$x_{\text{мод}} \rightarrow \mathbf{d}_{m,k}, x_{\text{мод}} \in \{x_{\text{мод}}\},$$

где $x_{\text{мод}}$ — информационные символы, прошедшие кодер канала и модулятор; m — размерность информационной матрицы, определяющая число частотных каналов.

Операция умножения информационной матрицы $\mathbf{d}_{m,k}$ с кодовой последовательностью (CDM):

$$\mathbf{a}_{m'} = \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_{m,k} \mathbf{c}_k, m' > m, |m'| > |m|, |m'| = |m| \cdot |\mathbf{c}|,$$

где $\mathbf{a}_{m'}$ — вектор сообщения, полученного после пе-

ремножения информационной матрицы на ортогональную кодовую последовательность; $\mathbf{c}_k$ — кодовая последовательность; K — длина кодовой последовательности; $k=1, 2, \dots, K$ — номер кодовой последовательности.

В основе цифровой реализации технологии OChDM лежит дискретное преобразование Френеля, тесно связанное с эффектом Тальбота — периодическим самовоспроизведением поля периодической дифракционной структуры в ближней зоне. Формируемая при этом дифракционная картина (так называемый ковёр Тальбота) показана на рис. 3 [27].

Эффект Тальбота наблюдается при дифракции монохроматической плоской волны с длиной волны λ на периодической структуре, период которой сопоставим с длиной волны. На расстоянии z_T за структурой распределение поля в точности повторяет распределение поля непосредственно за ней (самовоспроизведение изображения); это расстояние называется расстоянием Тальбота. Математически данный эффект описывается преобразованием Френеля, которое используется для описания дифракции в ближнем поле.

В дискретном виде преобразование Френеля описывается матрицей, элементами которой служат отсчёты поля, взятые в плоскости дробного изображения Тальбота, отстоящей от дифракционной структуры на расстоянии

$$z_T = \frac{d^2 F_r}{\lambda},$$

где d — пространственный период дифракционной решётки; F_r — целое число, задающее порядок дробного изображения Тальбота (число поды изображений на периоде решётки) и определяющее размерность матрицы преобразования; λ — длина волны.

Стоит отметить, что размерность матрицы дискретного преобразования Френеля напрямую зависит от вырождения коэффициентов Тальбота. Для случаев, когда $F_r \equiv 0 \pmod{2}$ и $F_r \equiv 0 \pmod{4}$ размерность матрицы дискретного преобразования Френеля (discrete Fresnel transform, DFrT) может быть определена как $N_F = F_r/2$, для случаев же, когда $F_r \equiv 1 \pmod{2}$ и $F_r \equiv 3 \pmod{4}$, размерность матрицы определяется как $N_F = F_r$ [28].

Так как матрица дискретного преобразования Френеля симметрична для чётных N_F , то в этом случае справедливо равенство

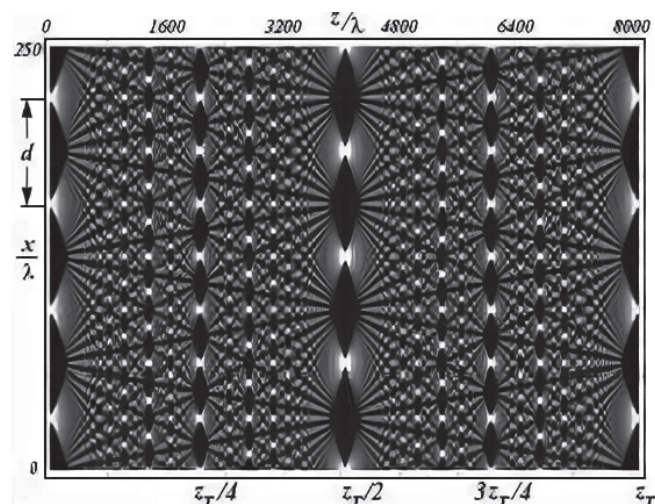
$$\Psi(p, o) = \Psi(o, p),$$

где $\Psi(o, p)$ — элемент матрицы (ядро) дискретного преобразования Френеля; o и p — соответственно номера строки и столбца матрицы DFrT.

Для нечётных N_F матрица дискретного преобразования Френеля несимметрична, поэтому $\Psi(o, p) = \Psi(p-1, o)$.

Рисунок 3

Дифракционная картина (ковёр Тальбота) при дифракции плоской волны на периодической структуре



Для определения круговой свёртки DFrT данные циркулянтные свойства дискретного преобразования Френеля крайне важны.

Формирование матрицы прямого дискретного преобразования Френеля DFrT можно описать следующим выражением:

$$\Psi(o, p) = \frac{1}{\sqrt{F_r}} e^{-j\pi/4} \begin{cases} \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} (o-p)^2\right) & \text{при } F_r \equiv 0(\text{mod } 2); \\ \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} \left(o-p + \frac{1}{2}\right)^2\right) & \text{при } F_r \equiv 1(\text{mod } 2). \end{cases}$$

В данной статье рассматривается случай, при котором операция формирования OChDM выполняется алгоритмом быстрого преобразования Френеля (FFrT) [29]. Выражения для фазовых множителей $\Theta_1(o)$ и $\Theta_2(p)$ следуют непосредственно из вида ядра $\Psi(o, p)$: раскрытие квадрата $(o-p)^2 = o^2 - 2op + p^2$ позволяет представить дискретное преобразование Френеля в виде последовательности трёх операций — умножения на чирп $\Theta_1(o)$, дискретного преобразования Фурье и умножения на чирп $\Theta_2(p)$. Такая факторизация и лежит в основе быстрого алгоритма FFrT.

На первом этапе FFrT происходит перемножение сообщения $\mathbf{a}_{m'}$ на первый фазовый множитель Френеля $\Theta_1(o)$:

$$b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'}) = \mathbf{a}_{m'} \Theta_1(o) = \mathbf{a}_{m'} e^{-j\pi/4} \begin{cases} \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} o^2\right) & \text{при } F_r \equiv 0(\text{mod } 2); \\ \exp\left(j \frac{\pi}{4F_r} j \frac{\pi}{F_r} (o^2 + o)\right) & \text{при } F_r \equiv 1(\text{mod } 2), \end{cases}$$

где $b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})$ — сообщение, прошедшее через операцию умножения на первый фазовый множитель Френеля.

На втором этапе над полученным сообщением $b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})$ выполняется быстрое преобразование Фурье (FFT) методом разбиения сигнала на подпоследовательности. Целью этого действия является вычисление спектральных компонент сигнала, а также его разделение на элементы с чётными и нечётными индексами:

$$g_f(\mathbf{a}_{m'}) = \sum_{l=1}^{N_{FFT}-1} b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})_{2l} e^{-j \frac{2\pi f}{N_{FFT}} l} + e^{-j \frac{2\pi f}{N_{FFT}}} \sum_{l=1}^{N_{FFT}-1} b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})_{2l+1} e^{-j \frac{2\pi f}{N_{FFT}} l},$$

где $g_f(\mathbf{a}_{m'})$ — частотная компонента f для элемента $\mathbf{a}_{m'}$; N_{FFT} — длина исходного сигнала; f — частотный символ (номер компоненты в спектре); $b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})$ — вектор сообщения после умножения на первый фа-

зовый множитель Френеля; l — номер элемента в подпоследовательности элементов с чётными ($2l$) и нечётными ($2l+1$) индексами.

Разделение вектора на элементы с чётными и нечётными индексами позволяет вычислять их вклады в спектр отдельно. Первая сумма — чётные элементы последовательности $b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})$ (индексы $2l$). Вторая сумма — нечётные элементы $b_{\Theta_1}(\mathbf{a}_{m'})$ (индексы $(2l+1)$), имеющие дополнительный фазовый сдвиг $e^{-j \frac{2\pi f}{N_{FFT}}}$.

В ходе третьего этапа компонента $g_f(\mathbf{a}_{m'})$ перемножается со вторым фазовым множителем Френеля $\Theta_2(p)$:

$$b_{\Theta_2}(\mathbf{a}_{m'}) = g_f(\mathbf{a}_{m'}) \Theta_2(p) = g_f(\mathbf{a}_{m'}) \begin{cases} \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} p^2\right) & \text{при } F_r \equiv 0(\text{mod } 2); \\ \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} (p^2 + p)\right) & \text{при } F_r \equiv 1(\text{mod } 2), \end{cases}$$

где $b_{\Theta_2}(\mathbf{a}_{m'})$ — сообщение, прошедшее через операцию умножения на второй фазовый множитель Френеля.

В конце третьего этапа формирование C-OChDM сигнала в передатчике заканчивается, и он проходит через канал связи:

$$s(t) = b_{\Theta_2}(\mathbf{a}_{m'}) \xi(t) + \eta(t),$$

где $s(t)$ — сигнал, прошедший через канал; $\xi(t)$ — мультипликативный шум; $\eta(t)$ — аддитивный шум.

При поступлении сигнала в приёмник и после удаления шума, начинается этап расформирования OChDM. Его можно описать следующим образом:

$$y(\hat{\mathbf{a}}_{m'}) = \hat{\mathbf{a}}_{m'} e^{j\pi/4} \begin{cases} \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} (o-p)^2\right) & \text{при } F_r \equiv 0(\text{mod } 2); \\ \exp\left(j \frac{\pi}{F_r} \left(o-p + \frac{1}{2}\right)^2\right) & \text{при } F_r \equiv 1(\text{mod } 2), \end{cases}$$

где $y(\hat{\mathbf{a}}_{m'})$ — OChDM сигнал на приемной стороне; $\hat{\mathbf{a}}_{m'}$ — оценка двумерной матрицы сообщения, полученного после перемножения информационной последовательности с ортогональной кодовой последовательностью.

После расформирования OChDM необходимо выделить информационную последовательность из полученного закодированного сообщения:

$$\hat{\mathbf{d}}_{m,k} = \frac{\hat{\mathbf{a}}_{m'} \mathbf{c}_k^H}{K},$$

где $\hat{\mathbf{d}}_{m,k}$ — оценка информационной матрицы; $(\cdot)^H$ — операция эрмитова сопряжения.

Заключительным этапом в получении информации становится расформирование информационной матрицы:

$$\hat{\mathbf{d}}_{m,k} \rightarrow \hat{x}_{\text{мод}}, \hat{x}_{\text{мод}} \in \{\hat{x}_{\text{мод}}\},$$

где $\hat{x}_{\text{мод}}$ — оценка информационных символов, прошедших кодер канала и модулятор.

МОДЕЛЬ КАНАЛА И ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Распространение оптического сигнала в морской воде сопровождается ослаблением, которое в первом приближении описывается законом Бугера–Ламберта–Бера. Полный показатель ослабления $c(\lambda)$ складывается из показателей поглощения $a(\lambda)$ и рассеяния $b(\lambda)$: $c=a+b$. Мощность принимаемого сигнала на дистанции L убывает экспоненциально, $P(L)=P_0 \exp(-cL)$, где P_0 — мощность излучателя. Поглощение обусловлено свойствами воды и растворённых веществ, а рассеяние — концентрацией взвешенных частиц, что особенно существенно для акваторий с высокой мутностью.

В качестве рабочего диапазона выбрано синее-зелёное окно прозрачности морской воды ($\lambda \approx 450$ – 550 нм), в котором показатель ослабления минимален. Моделировался канал, соответствующий сильносолёной морской воде; использованные значения коэффициентов поглощения и рассеяния, дистанция связи и тип воды соответствуют прибрежной морской воде по классификации Джерлова [3]: коэффициент поглощения $a \approx 0,088 \text{ м}^{-1}$, коэффициент рассеяния $b \approx 0,216 \text{ м}^{-1}$, полный показатель ослабления $c=a+b \approx 0,305 \text{ м}^{-1}$ (при $\lambda=532$ нм); дистанция связи $L \approx 20$ м. Помимо детерминированного ослабления в модели учитывались многолучёвость, обусловленная рассеянием на взвешенных частицах, и аддитивный гауссовский шум приёмника.

Отношение энергии символа к спектральной плотности мощности шума E_s/N_0 использовалось в качестве аргумента, по которому строились зависимости вероятности битовой ошибки. Основные параметры моделирования: каналный кодер — код Хэмминга (15, 11); число подканалов OChDM — 128; модуляция второго каскада — ЛЧМ; модулятор первого каскада — QPSK; число статистических испытаний — более 1000 на точку; расширяющие последовательности первого каскада — де Брёйна, Франка и М-последовательности (табл. 3–5).

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В работе представлено моделирование системы С-OChDM для подводного оптического канала с использованием последовательностей де Брёйна, Франка и М-последовательностей в качестве расширяющих кодов. Анализ кривых помехоустойчивости показал наихудшие характеристики у последовательностей Франка [30].

Таблица 3

Исследуемые последовательности де Брёйна

Алфавит	Длина, количество символов	Длина, бит
2	5	5
	8	8
	15	15
3	10	20
4	17	34

Таблица 4

Исследуемые последовательности Франка

Размерность матрицы	Длина, количество символов	Длина, бит
2	4	4
3	9	18
4	16	32

Таблица 5

Исследуемые М-последовательности

База	Длина, количество символов	Длина, бит
2	3	3
	7	7
	15	15
3	8	16

Особенность исследуемой схемы, где QPSK-модулятор стоит после блока расширения спектра (DSSS), обусловила необходимость перевода небинарных последовательностей в бинарный вид. Это, в свою очередь, привело к расширению в два раза таких последовательностей, как де Брёйна (алфавит 3, 4), Франка (размерность матрицы 3, 4) и М-последовательностей (база 3), что отражено в табл. 3–5.

В табл. 6 представлена таблица бинарных соответствий для всех видов последовательностей.

Для удобства сравнения последовательностей они были рассортированы относительно примерно одинаковой длины. На рис. 4–7 последовательности Франка изображены сплошной линией, последовательности де Брёйна — пунктирной, М-последовательности — точечной.

Тип расширяющей кодовой последовательности играет значительную роль при построении системы, однако обоснованный выбор длины этой последовательности не менее значим. Короткая последовательность формирует символ меньшей длины, как

Таблица 6
Таблица соответствий

Последовательности де Брёйна		
Алфавит	Символ	Бинарный код
2	-1	0
	1	1
3	-1	0 0
	1	1 0
	3	1 1
4	-1	0 0
	1	0 1
	3	1 0
	5	1 1
Последовательности Франка		
Размерность матрицы	Комплексная фаза	Бинарный код
2	$-1 + 0i$	0
	$1 + 0i$	1
3	$-1 + 0i$	0 0
	$-0,5 + 0,866i$	0 1
	$-0,5 - 0,866i$	1 0
	$1 + 0i$	1 1
4	$0 - 1i$	0 0
	$1 + 0i$	0 1
	$0 + 1i$	1 0
	$-1 + 0i$	1 1
М-последовательность		
База	Символ	Бинарный код
2	-1	0
	1	1
3	-1	0 0
	1	1 0
	0	1 1

следствие, время передачи такого символа невелико. При использовании более длинных последовательностей время передачи закономерно возрастает, но и помехозащищённость увеличивается, так как при неблагоприятной помеховой обстановке верное распознавание символа, построенного на основании длинной последовательности, выше, чем символа,

основанного на короткой последовательности, при прочих равных.

Однако помимо помехозащищённости стоит также принимать во внимание другие важные параметры. Так, длительность передачи символа напрямую зависит от длины расширяющей последовательности. Для достижения поставленной задачи необходимо найти компромисс между необходимой помехоустойчивостью и скоростью передачи данных.

В случае передачи сигнала по подводному каналу связи предпочтение в данном вопросе, как правило, отдаётся помехозащищённости. Вода, являясь агрессивной средой, привносит достаточное количество негативных факторов, влияющих на сигнал. По этой причине последовательности малой длины не пользуются популярностью при работе в таких условиях. Однако в ряде случаев скорость передачи данных имеет критическое значение. В таких ситуациях использование коротких расширяющих последовательностей будет не только оправдано, но и необходимо.

В данном исследовании будут рассмотрены последовательности, имеющие малую длину. Таким образом, планируется достичь высокой скорости передачи данных вкуче с повышением помехозащищённости исследуемой системы.

На рис. 4 представлены зависимости вероятности битовой ошибки BER для сигналов с каскадным мультиплексированием C-OChDM [31–36], распространяющихся в беспроводном подводном оптическом канале, при формировании которых использовались следующие псевдослучайные последовательности (ПСП): последовательность де Брёйна длины 5 (зелёная пунктирная линия), последовательность Франка длины 4 (розовая сплошная линия) и М-последовательность длины 3 (фиолетовая точечная линия). Наилучшим образом в контексте помехоустойчивости демонстрирует себя последовательность де Брёйна. Спад вероятности битовой ошибки начинается уже при $E_s/N_0 \approx -20$ дБ. Минимальное же значение BER, равное $4,5 \cdot 10^{-7}$, достигается при $E_s/N_0 = 7$ дБ. Худшие же показатели демонстрирует М-последовательность: спад BER начинается при $E_s/N_0 \approx -10$ дБ. В случае М-последовательности ошибки возникают и при значении $E_s/N_0 = 15$ дБ, и BER достигает значения $4 \cdot 10^{-5}$. Промежуточным вариантом является использование последовательности Франка. При $E_s/N_0 = -2$ дБ значение BER заметно ниже, чем при использовании М-последовательности, однако, результат несколько хуже, чем у последовательности де Брёйна.

На рис. 5 представлены зависимости BER от E_s/N_0 для пяти различных последовательностей для сигналов с каскадным мультиплексированием C-OChDM при прохождении через беспроводной

Рисунок 4

Зависимость BER от E_s/N_0 для C-OChDM: последовательности де Брёйна длины 5 и Франка длины 4, М-последовательность длины 3

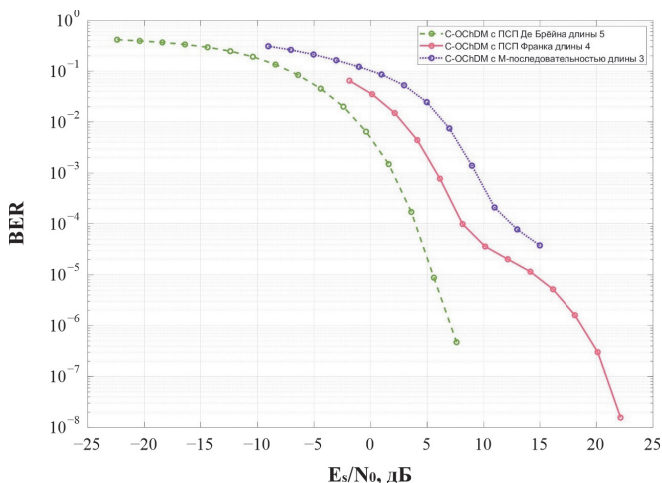


Рисунок 6

Зависимость BER от E_s/N_0 для C-OChDM: последовательности де Брёйна длины 15 и 17, Франка длины 16, М-последовательность длины 15

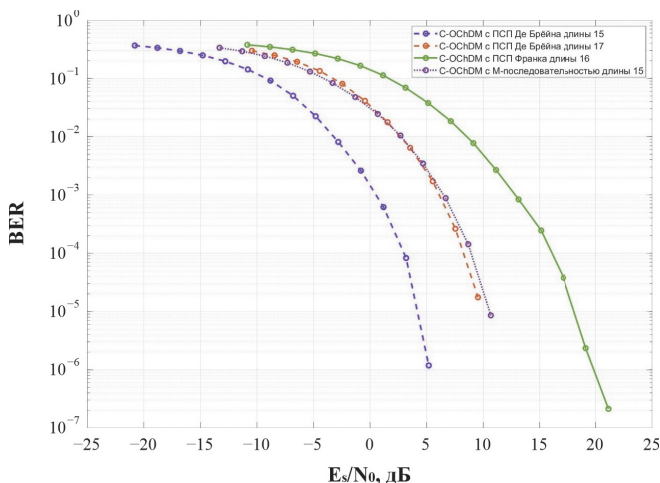


Рисунок 5

Зависимость BER от E_s/N_0 для C-OChDM: последовательности де Брёйна длины 8 и 10, Франка длины 9, М-последовательности длины 7 и 8

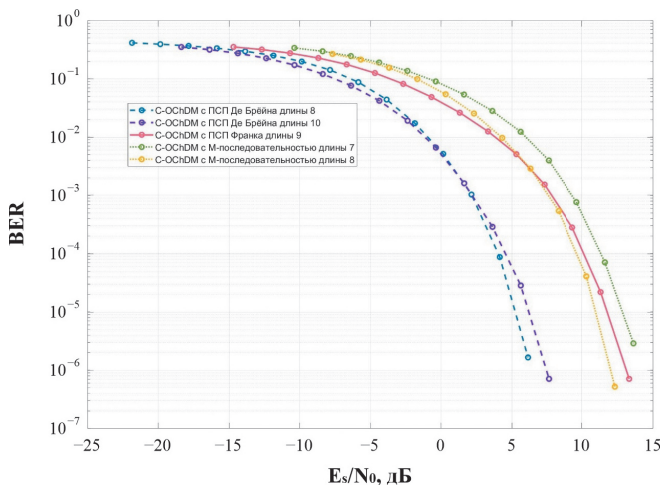
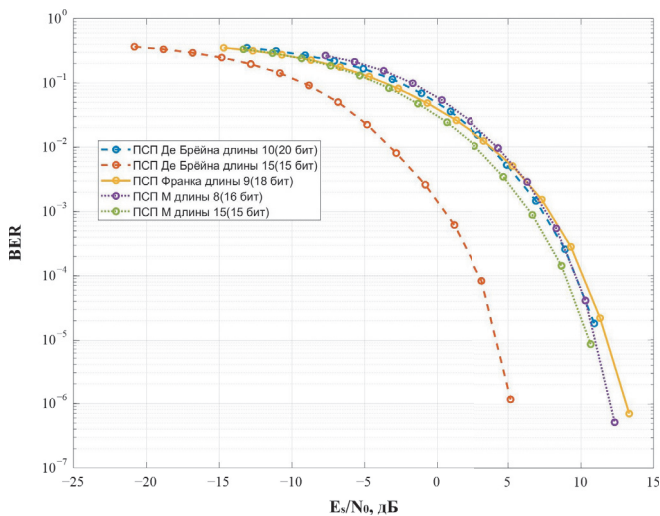


Рисунок 7

Зависимость BER от E_s/N_0 для C-OChDM при равной двоичной длине: последовательности де Брёйна длины 10 и 15, Франка длины 9, М-последовательности длины 8 и 15



подводный оптический канал. Для сравнения были взяты следующие последовательности: де Брёйна длины 8 (синяя пунктирная линия), де Брёйна длины 10 (фиолетовая пунктирная линия), Франка длины 9 (розовая сплошная линия), М-длины 7 (зеленая точечная линия) и М-длины 8 (желтая точечная линия). Проведя анализ полученных графиков, можно сделать вывод о том, что рассмотренные последовательности формируют две группы. Наилучшие показатели для помехоустойчивости показывают ПСП де Брёйна длиной 8 и 10, образуя первую группу. При наибольшем значении E_s/N_0 , равном около 6 дБ для длины 8 и около 7,5 дБ для длины 10, значение BER составляет всего $9 \cdot 10^{-5}$ и $4 \cdot 10^{-6}$ соответственно. Поме-

хоустойчивость последовательностей Франка длиной 9 и М-длиной 7 и 8, образующих вторую группу, и значения BER при максимальном E_s/N_0 значительно выше, чем у последовательностей первой группы. Так, значения BER порядка 10^{-5} или 10^{-6} наблюдаются для этих последовательностей при E_s/N_0 равном 12,5 дБ, 13,5 дБ и почти 14 дБ для М-последовательности длины 8, ПСП Франка длины 9 и М-последовательности длины 7 соответственно. Наиболее заметное различие наблюдается с $E_s/N_0 = 0$ дБ. При этом значении E_s/N_0 BER первой группы оценивается примерно $4 \cdot 10^{-2}$, когда для второй группы BER составит около $7 \cdot 10^{-1}$. Разница в E_s/N_0 между первой и второй группой составляет около 5–6 дБ.

На рис. 6 изображена зависимость BER от E_s/N_0 для сигнала с каскадным мультиплексированием C-OChDM в беспроводном подводном оптическом канале: с применением псевдослучайных последовательностей де Брёйна длины 15 (фиолетовая пунктирная линия) и 17 (оранжевая пунктирная линия), Франка длины 16 (зеленая сплошная линия) и М-длины 15 (фиолетовая точечная линия). Анализ графика показывает, что и в данном случае наилучшей помехоустойчивостью обладает система с использованием последовательности де Брёйна длины 15, чья кривая имеет наименьшее значение BER, чем другие последовательности при таком же E_s/N_0 . Системы, использующие М-последовательность длиной 15 и последовательность де Брёйна длиной 17, демонстрируют более низкую помехоустойчивость. Наихудшие показатели демонстрирует система с последовательностью Франка длиной 16. На всем диапазоне значений E_s/N_0 коэффициент BER у данной системы превышает значения других систем, что свидетельствует о значительно более низкой устойчивости к помехам.

Обращает на себя внимание немонокотонная зависимость помехоустойчивости от длины последовательности: последовательность де Брёйна длины 17 уступает последовательности длины 15 и оказывается сопоставимой с М-последовательностью длины 15. Это объясняется тем, что последовательность длины 17 формируется над алфавитом мощности 4 (см. табл. 3) и при переводе в двоичный вид удваивается по длине (до 34 бит). Поскольку в исследуемой схеме QPSK-модулятор включён после блока расширения спектра, операция бинарного отображения небинарных символов ухудшает автокорреляционные свойства последовательности, и выигрыш от большей длины (большого выигрыша обработки) нивелируется ростом боковых лепестков корреляционной функции. Этот результат согласуется с выводом о предпочтительности размещения модулятора до блока прямого расширения спектра.

Поскольку в рассматриваемой системе используется бинарная замена, в статье приведен сравнительный анализ помехоустойчивости для последовательностей, совпадающих по бинарной длине.

На рис. 7 представлены зависимости BER от E_s/N_0 для последовательностей длиной от 15 до 20 двоичных бит. Наилучший результат, несмотря на меньшую длину, демонстрирует последовательность де Брёйна длины 15. Значение BER начинает снижаться уже при $E_s/N_0 = -21$ дБ. Своего минимума на исследуемом участке график достигает

при $E_s/N_0 = 5$ дБ. Остальные последовательности, а именно последовательность де Брёйна длины 10, представленная 20 битами в бинарном виде, последовательность Франка длины 9, представленная 18 битами, и М-последовательности длины 8, представленная 16 битами, и длины 15, представленная 15 битами, демонстрируют примерно одинаковые помехоустойчивые характеристики. Лучшую вероятность битовой ошибки из оставшихся последовательностей демонстрирует сигнал, построенный на М-последовательности длиной 15 символов (15 бит): в области высоких E_s/N_0 график для этой последовательности имеет более крутой спад. Минимальное значение достигается при $E_s/N_0 = 11$ дБ.

В работе исследовалась работа системы связи C-OChDM в канале, моделирующем сильноосолённую морскую воду. В качестве расширяющих квазиортогональных последовательностей для её первого каскада рассматривались последовательности де Брёйна, Франка и М-последовательности. Построенные кривые помехоустойчивости свидетельствуют о преимуществе последовательностей де Брёйна перед двумя другими типами в исследованном диапазоне малых длин (особенно для двоичного алфавита).

Анализ также выявил, что размещение QPSK-модулятора на этапе, следующем за операцией прямого расширения спектра (DSSS), способно привести к отсутствию автокорреляционных характеристик всех тестируемых последовательностей. Наиболее чувствительными к этому оказываются последовательности с небинарным алфавитом. Оптимальным решением является расположение модулятора до блока прямого расширения спектра.

При этом все исследуемые последовательности продемонстрировали достаточно высокую и сопоставимую помехоустойчивость, обеспечивая их потенциальную взаимозаменяемость. Это качество представляет особую ценность для построения масштабируемых сетей IoT. Таким образом, применение, в частности, последовательностей де Брёйна открывает возможность для существенного увеличения числа абонентских устройств в подобных системах связи.

Настоящая работа является первой частью исследования и посвящена обоснованию выбора последовательностей де Брёйна в качестве расширяющих кодов первого каскада C-OChDM и сравнительной оценке помехоустойчивости в подводном оптическом канале. Во второй части планируется рассмотреть использование более длинных последовательностей и провести сравнительный анализ полученных результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Migabo, E.M.** The Narrowband Internet of Things (NB-IoT) Resources Management Performance State of Art, Challenges, and Opportunities / E.M. Migabo, K.D. Djouani, A.M. Kurien // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 97658-97675. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2995938.
- 2. Sinha, S.** State of IoT – Summer 2024: Number of connected IoT devices growing 13% to 18.8 billion globally / S. Sinha / IoT Analytics (сайт). – <https://iot-analytics.com/number-of-connected-iot-devices-2024/>.
- 3. Saeed, N.** Underwater optical wireless communications, networking, and localization: a survey / N. Saeed, A. Çelik, T.Y. Al-Naffouri, M.-S. Alouini // Ad Hoc Networks. – 2019. – Vol. 94. – article 101935. – DOI: 10.1016/j.adhoc.2019.101935.
- 4. Kazadaev, L.M.** Investigation of the OCDM-OChDM modulation noise immunity in underwater channels / L.M. Kazadaev, A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496744.
- 5. Анищенко, А.В.** Безопасность России: правовые, социально-экономические и научно-технические аспекты / А.В. Анищенко, В.Б. Артемьев, М.К. Бондарева и др. – М.: МГОФ «Знание», 2025. – 898 с.
- 6. Kazantsev, S.Y.** Laser controlled loop antenna / S.Y. Kazantsev, A.S. Brusentsev, P.A. Titovets, A.I. Sattarova // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416108.
- 7. Han, T.** A Convolutional neural network based BPSK demodulator for underwater acoustic communication / T. Han, Z. Shi, H. Zheng et al. // OCEANS 2022 - Chennai. – DOI: 10.1109/OCEANSShennai45887.2022.9775379.
- 8. Kazantsev, S.Y.** Experimental comparison of parameters of loop antennas with and without laser control / S.Y. Kazantsev, P.A. Titovets, A.I. Sattarova et al. // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488384.
- 9. Brusentsev, A.S.** Plasma semiconductor antenna / A.S. Brusentsev, N.N. Bogachev, A.I. Sattarova et al. // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 2103. – article 012187. – DOI: 10.1088/1742-6596/2103/1/012187.
- 10. Ryabchitsky, M.M.** Analysis of multiple access systems noise immunity with various types of modulation in hydrooptical channel / M.M. Ryabchitsky, D.C. Tsoi, A.I. Sattarova et al. // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617509.
- 11. Kazadaev, L.M.** Investigation of digital communication lines noise immunity in hydroacoustic channel using various types of product turbo code / L.M. Kazadaev, A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617661.
- 12. Minaeva, O.N.** Research of the convolutional and product turbo codes characteristics in conditions of underwater channel / O.N. Minaeva, N.E. Miroshnikova, A.I. Sattarova // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744324.
- 13. Klyuchnikov, V.D.** Research of the efficiency of using LDPC, turbo product and polar codes with OCDM-OChDM / V.D. Klyuchnikov, A.I. Sattarova, D.C. Tsoi et al. // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496768.
- 14. Miroshnikova, N.E.** Analysis of error-correction codes properties for underwater optical communication systems with OCDM modulation / N.E. Miroshnikova, A.I. Sattarova // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840984.
- 15. Chertova, O.G.** Development of turbo product code with elementary encoders as LDPC code / O.G. Chertova, D.S. Chirov, A.D. Grigorieva, V.O. Varlamov // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496787.
- 16. Lobov, E.M.** On progressive edge growth parity check matrix generation for NB-LDPC codes in HF communications / E.M. Lobov, A.D. Grigorieva, V.O. Varlamov // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617767.
- 17. Sattarova, A.I.** Development of a noise-resistant algorithm for forming signals with OCDM-OChDM using ternary Gordon-Mills-Welch sequences / A.I. Sattarova, L.M. Kazadaev, K.Y. Ryumshin // 2023 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH). – DOI: 10.1109/EMCTECH58502.2023.10296945.
- 18. Sattarova, A.I.** The influence of the Gordon-Mills-Welch generating polynomial on its autocorrelation properties / A.I. Sattarova, A.A. Egorov, K.Y. Ryumshin et al. // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496810.
- 19. Ryumshin, K.Y.** Development of LoRa communication system generator simulation model / K.Y. Ryumshin, A.I. Sattarova, A.P. Zhuravlev et al. // 2025 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF64229.2025.10947697.
- 20. Derakova, A.M.** Analysis of neural networks for solving telecommunications problems / A.M. Derakova, A.I. Sattarova, D.S. Shapkarin et al. // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617537.
- 21. Bruijn, de N.G.** Acknowledgement of priority to C. Flye Sainte-Marie on the counting of circular arrangements of 2^n zeros and ones that show each n-letter word exactly once / N.G. de Bruijn. – Technische Hogeschool Eindhoven, 1975. – EUT report, WSK, Dept. of Mathematics and Computing Science. – Vol. 75-WSK-06.
- 22. Tang, Z.** On characteristic functions of De Bruijn sequences / Z. Tang, W. Qi, T. Tian // Chinese Journal of Electronics. – 2016. – Vol. 25, no. 2. – P. 304-311. – DOI: 10.1049/cje.2016.03.017.
- 23. Musthafa.** On a small class of binary

modified de Bruijn sequences of maximal linear span / Musthofa, I.E. Wijayanti, D.J.E. Palupi, M.F. Ezerman // 2023 IEEE International Conference on Cryptography, Informatics, and Cybersecurity (ICoCICs). – DOI: 10.1109/ICoCICs58778.2023.10276931.

24. Kandaurov, N.A. Signal-code constructs for wideband HF communication / N.A. Kandaurov // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814059.

25. Shen, W. Narrowband interference suppression in underwater acoustic OFDM system / W. Shen, H. Sun, E. Cheng et al. // 2010 2nd International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (CAR 2010). – DOI: 10.1109/CAR.2010.5456788.

26. Ouyang, X. Orthogonal Chirp Division Multiplexing / X. Ouyang, J. Zhao // IEEE Transactions on Communications. – 2016. – Vol. 64, no. 9. – P. 3946-3957. – DOI: 10.1109/TCOMM.2016.2594792.

27. Xing, O. Discrete Fresnel transform and its circular convolution / O. Xing, C. Antony, F. Gunning et al. // arXiv:1510.00574.

28. Sattarova, A.I. Development of an algorithm for generating an OCDM-OChDM signal / A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2023 Seminar on Signal Processing, Saint Petersburg, Russian Federation. – DOI: 10.1109/IEEECONF60473.2023.10366073.

29. Kazadaev, L.M. Investigation of using Frank sequences possibility in C-OChDM / L.M. Kazadaev, K.Y. Ryumshin, A.I. Sattarova // 2025 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECNF4229.2025.10948070.

30. Рюмшин, К.Ю. Исследование помехоустойчивости сигналов с каскадным разделением в подводных каналах / К.Ю. Рюмшин, А.И. Саттарова, Л.М. Казадаев // Электросвязь. – 2025. – № 3. – С. 38-49.

31. Рюмшин, К.Ю. Исследование эффективности использования LDPC, полярных и турбокодов в различных каналах / К.Ю. Рюмшин, Д.Ч. Цой, А.И. Саттарова и др. // Электросвязь. – 2025. – № 3. – С. 63-72.

32. Минаева, О.Н. Исследование кодека LDPC-кода / О.Н. Минаева, А.И. Саттарова, М.К. Минаева // Труды НИИР. – 2025. –

№ 1-2. – С. 10-22.

33. Саттарова, А.И. Разработка модели формирователя сигнала с OCDM модуляцией / А.И. Саттарова, Н.Е. Мирошникова // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2020. – Т. 7, № 2. – С. 29-38.

34. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2021610661. Модуль формирования OCDM сигнала / А.И. Саттарова, Н.Е. Мирошникова.

35. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2025615562. Программный модуль формирования распределений, описывающих различные состояния беспроводного оптического подводного канала / Д.Ч. Цой, А.И. Саттарова, К.Ю. Рюмшин, Л.М. Казадаев.

36. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ RU 2025616485. Программный модуль формирования CDM-OChDM уплотнения сигналов / Д.Ч. Цой, А.И. Саттарова, К.Ю. Рюмшин, Л.М. Казадаев.

*Получено 22.06.2026;
принято к печати 26.06.2026*

Investigation of using de Bruijn sequences possibility in C-OChDM. Part I

A.A. Tolasova, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), technician; a.a.tolasova@gmail.com

A.I. Sattarova, MTUCI, assistant lecturer; ang.satt.97@gmail.com

K.Yu. Ryumshin, MTUCI, professor, Dr.Sci.(Tech.); e8@mail.ru

V.D. Klyuchnikov, University of Stuttgart, student; rk.x201@yandex.ru

M.V. Ivankovich, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication, deputy director of research center, Ph.D.; ivankovichmv@nic-t.ru

Abstract. For Internet of Things (IoT) communication systems in hostile environments, a signal structure based on cascaded C-OChDM multiplexing with de Bruijn sequences as first-stage spreading codes has been developed. The simulation was performed in an underwater optical channel (coastal seawater according to the Jerlov classification, $\lambda=532$ nm, distance 20 m) using the Hamming code (15,11), 128 OChDM subchannels and QPSK modulation. A comparison of the noise immunity of de Bruijn, Frank and M-sequences with equal binary length was carried out. Binary de Bruijn sequences provide a gain of 5–6 dB in E_s/N_0 at $BER=10^{-5}$ relative to Frank and M-sequences. A nonmonotonic dependence of noise immunity on sequence length was revealed during binarization of nonbinary alphabets: a de Bruijn sequence of length 17 (alphabet 4) is inferior to a binary sequence of length 15 due to the degradation of autocorrelation properties during binary mapping. An ensemble of de Bruijn sequences ($N=2^{26} \approx 6.7 \cdot 10^7$ for length 64) ensures scalability of the number of IoT network nodes without increasing the code length or reducing the data transfer rate.

Keywords: Code-Orthogonal Chirp Division Multiplexing, C-OChDM, Code Division Multiplexing, orthogonal chirp division multiplexing, De Bruijn sequences, Internet of Things, IoT.

For citation: Tolasova, A.A. Investigation of using de Bruijn sequences possibility in C-OChDM. Part I / A.A. Tolasova, A.I. Sattarova, K.Yu. Ryumshin et al. // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 64-77. (in russian)

REFERENCES

- 1. Migabo, E.M.** The Narrowband Internet of Things (NB-IoT) Resources Management Performance State of Art, Challenges, and Opportunities / E.M. Migabo, K.D. Djouani, A.M. Kurien // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 97658-97675. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2995938.
- 2. Sinha, S.** State of IoT – Summer 2024: Number of connected IoT devices growing 13% to 18.8 billion globally / S. Sinha / IoT Analytics (website). – <https://iot-analytics.com/number-of-connected-iot-devices-2024/>.
- 3. Saeed, N.** Underwater optical wireless communications, networking, and localization: a survey / N. Saeed, A. Çelik, T.Y. Al-Naffouri, M.-S. Alouini // Ad Hoc Networks. – 2019. – Vol. 94. – article 101935. – DOI: 10.1016/j.adhoc.2019.101935.
- 4. Kazadaev, L.M.** Investigation of the OCDM-OChDM modulation noise immunity in underwater channels / L.M. Kazadaev, A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496744.
- 5. Anishchenko, A.V.** Security of Russia: Legal, Socio-Economic and Scientific-Technical Aspects / A.V. Anishchenko, V.B. Artemyev, M.K. Bondareva et al. – Moscow: MGOF Znanie, 2025. – 898 p. (in russian)
- 6. Kazantsev, S.Y.** Laser controlled loop antenna / S.Y. Kazantsev, A.S. Brusentsev, P.A. Titovets, A.I. Sattarova // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416108.
- 7. Han, T.** A Convolutional neural network based BPSK demodulator for underwater acoustic communication / T. Han, Z. Shi, H. Zheng et al. // OCEANS 2022 - Chennai. – DOI: 10.1109/OCEANSShennai45887.2022.9775379.
- 8. Kazantsev, S.Y.** Experimental comparison of parameters of loop antennas with and without laser control / S.Y. Kazantsev, P.A. Titovets, A.I. Sattarova et al. // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488384.
- 9. Brusentsev, A.S.** Plasma semiconductor antenna / A.S. Brusentsev, N.N. Bogachev, A.I. Sattarova et al. // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 2103. – article 012187. – DOI: 10.1088/1742-6596/2103/1/012187.
- 10. Ryabchitsky, M.M.** Analysis of multiple access systems noise immunity with various types of modulation in hydrooptical channel / M.M. Ryabchitsky, D.C. Tsoi, A.I. Sattarova et al. // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617509.
- 11. Kazadaev, L.M.** Investigation of digital communication lines noise immunity in hydroacoustic channel using various types of product turbo code / L.M. Kazadaev, A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617661.
- 12. Minaeva, O.N.** Research of the convolutional and product turbo codes characteristics in conditions of underwater channel / O.N. Minaeva, N.E. Miroshnikova, A.I. Sattarova // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744324.
- 13. Klyuchnikov, V.D.** Research of the efficiency of using LDPC, turbo product and polar codes with OCDM-OChDM / V.D. Klyuchnikov, A.I. Sattarova, D.C. Tsoi et al. // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496768.
- 14. Miroshnikova, N.E.** Analysis of error-correction codes properties for underwater optical communication systems with OCDM modulation / N.E. Miroshnikova, A.I. Sattarova // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840984.
- 15. Chertova, O.G.** Development of turbo product code with elementary encoders as LDPC code / O.G. Chertova, D.S. Chirov, A.D. Grigorieva, V.O. Varlamov // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496787.
- 16. Lobov, E.M.** On progressive edge growth parity check matrix generation for NB-LDPC codes in HF communications / E.M. Lobov, A.D. Grigorieva, V.O. Varlamov // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617767.
- 17. Sattarova, A.I.** Development of a noise-resistant algorithm for forming signals with OCDM-OChDM using ternary Gordon-Mills-Welch sequences / A.I. Sattarova, L.M. Kazadaev, K.Y. Ryumshin // 2023 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH). – DOI: 10.1109/EMCTECH58502.2023.10296945.
- 18. Sattarova, A.I.** The influence of the Gordon-Mills-Welch generating polynomial on its autocorrelation properties / A.I. Sattarova, A.A. Egorov, K.Y. Ryumshin et al. // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496810.
- 19. Ryumshin, K.Y.** Development of LoRa communication system generator simulation model / K.Y. Ryumshin, A.I. Sattarova, A.P. Zhuravlev et al. // 2025 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF64229.2025.10947697.
- 20. Derakova, A.M.** Analysis of neural networks for solving telecommunications problems / A.M. Derakova, A.I. Sattarova, D.S. Shapkarin et al. // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617537.
- 21. Bruijn, de N.G.** Acknowledgement of priority to C. Flye Sainte-Marie on the counting of circular arrangements of 2^n zeros and ones that show each n-letter word exactly once / N.G. de Bruijn. – Technische Hogeschool Eindhoven, 1975. – EUT report, WSK, Dept. of Mathematics and Computing Science. – Vol. 75-WSK-06.
- 22. Tang, Z.** On characteristic functions of De Bruijn sequences / Z. Tang, W. Qi, T. Tian // Chinese Journal of Electronics. – 2016. – Vol. 25, no. 2. – P. 304-311. –

DOI: 10.1049/cje.2016.03.017.

23. Musthofa. On a small class of binary modified de Bruijn sequences of maximal linear span / Musthofa, I.E. Wijayanti, D.J.E. Palupi, M.F. Ezerman // 2023 IEEE International Conference on Cryptography, Informatics, and Cybersecurity (ICoCICs). – DOI: 10.1109/ICoCICs58778.2023.10276931.

24. Kandaurov, N.A. Signal-code constructs for wideband HF communication / N.A. Kandaurov // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814059.

25. Shen, W. Narrowband interference suppression in underwater acoustic OFDM system / W. Shen, H. Sun, E. Cheng et al. // 2010 2nd International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (CAR 2010). – DOI: 10.1109/CAR.2010.5456788.

26. Ouyang, X. Orthogonal Chirp Division Multiplexing / X. Ouyang, J. Zhao // IEEE Transactions on Communications. – 2016. – Vol. 64, no. 9. – P. 3946-3957. – DOI: 10.1109/TCOMM.2016.2594792.

27. Xing, O. Discrete Fresnel transform and its circular convolution / O. Xing, C. Antony, F. Gunning et al. // arXiv:1510.00574.

28. Sattarova, A.I. Development of an algorithm for generating an OCDM-OChDM signal / A.I. Sattarova, K.Y. Ryumshin // 2023 Seminar on Signal Processing, Saint Petersburg, Russian Federation. – DOI: 10.1109/IEEECONF60473.2023.10366073.

29. Kazadaev, L.M. Investigation of using Frank sequences possibility in C-OChDM / L.M. Kazadaev, K.Y. Ryumshin, A.I. Sattarova // 2025 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF4229.2025.10948070.

30. Ryumshin, K.Yu. Investigation of the noise immunity of cascaded multiplexed signals in underwater channels / K.Yu. Ryumshin, A.I. Sattarova, L.M. Kazadaev // Electrosvyaz. – 2025. – No. 3. – P. 38-49. (in russian)

31. Ryumshin, K.Yu. Research of the efficiency of using LDPC, polar and turbo codes in various channels / K.Yu. Ryumshin, D.C. Tsoi, A.I. Sattarova et al. // Electrosvyaz. –

2025. – No. 3. – P. 63-72. (in russian)

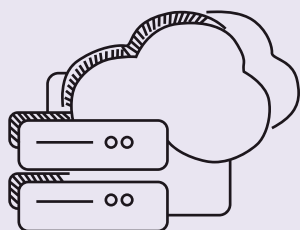
32. Minaeva, O.N. Investigation of the LDPC code codec / O.N. Minaeva, A.I. Sattarova, M.K. Minaeva // Trudy NIIR. – 2025. – No. 1-2. – P. 10-22. (in russian)

33. Sattarova, A.I. Development of an OCDM-modulated signal generator model / A.I. Sattarova, N.E. Miroshnikova // Telecommunications and Information Technologies. – 2020. – Vol. 7, No. 2. – P. 29-38. (in russian)

34. Certificate of State Registration of a Computer Program RU 2021610661. OCDM Signal Generation Module / A.I. Sattarova, N.E. Miroshnikova. (in russian)

35. Certificate of State Registration of a Computer Program RU 2025615562. Software module for generating distributions describing various states of a wireless optical underwater channel / D.C. Tsoi, A.I. Sattarova, K.Yu. Ryumshin, L.M. Kazadaev. (in russian)

36. Certificate of State Registration of a Computer Program RU 2025616485. Software module for generating CDM-OChDM signal multiplexing / D.C. Tsoi, A.I. Sattarova, K.Yu. Ryumshin, L.M. Kazadaev. (in russian)



IV Конференция

26.11.2026

Отель Сафмар Гранд,
г. Москва, Тверская ул., д. 26/1

ТЕЛЕКОМ: ПЕРЕЗАГРУЗКА



«ТЕЛЕКОМ: ПЕРЕЗАГРУЗКА» - это отраслевая площадка для открытого диалога между регуляторами, операторами связи, производителями оборудования, инфраструктурными компаниями и экспертами.



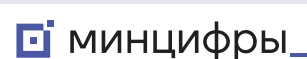
подробнее на сайте

www.comconf.ru/tp2026

Организатор:



При поддержке:



Оценка влияния шумов компонентов на компенсационные свойства синтезатора частоты с дополнительной обратной связью по частоте

А.Э. Микенин, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), старший преподаватель; a.e.mikenin@mtuci.ru
А.В. Пестряков, МТУСИ, заведующий кафедрой, профессор, д.т.н.; a.v.pestriakov@mtuci.ru

УДК 621.396.662

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.009

Аннотация. В статье рассматриваются спектральные характеристики синтезатора частоты на основе кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с дополнительной обратной связью по частоте (ОСЧ). Проведён анализ влияния шумов основных узлов системы на спектр выходного сигнала опорного генератора, импульсного частотно-фазового дискриминатора, генератора, управляемого напряжением (ГУН), малошумящего усилителя, фазового детектора и линии задержки кольца ОСЧ. Для разных точек приложения шумовых воздействий использованы соответствующие частотные характеристики, позволяющие оценить вклад отдельных составляющих в общий спектр. Показано, что введение кольца ОСЧ позволяет уменьшить уровень фазовых шумов ГУН за пределами полосы ФАПЧ примерно на 10–15 дБ. При этом глубина компенсации ограничивается устойчивостью дополнительного кольца, собственными шумами его элементов, а также выбором времени задержки и параметров фильтров кольца ОСЧ.

Ключевые слова: синтезатор частоты, фазовая автоподстройка частоты, обратная связь по частоте, фазовый шум, компенсация шумов, спектральные характеристики.

Для цитирования: Микенин, А.Э. Оценка влияния шумов компонентов на компенсационные свойства синтезатора частоты с дополнительной обратной связью по частоте / А.Э. Микенин, А.В. Пестряков // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 78–85.

ВВЕДЕНИЕ

К синтезаторам частоты (СЧ), которые являются важнейшими компонентами современных радиотехнических устройств и систем связи, предъявляются высокие требования по спектральной чистоте формируемых сигналов. От них зависят важнейшие качественные показатели, такие как чувствительность и селективность приёмников, а также уровень внеполосных излучений передатчиков.

Наиболее популярными сейчас являются СЧ косвенного синтеза, использующие системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако такие синтезаторы не всегда удовлетворяют требованиям по спектральной чистоте выходного сигнала.

Для повышения спектральной чистоты в СЧ косвенного типа применяется целый ряд методов [1, 2]: многокольцевые структуры [1], дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) [2–4] и т.п. Дополнительный эффект по повышению чистоты спектра даёт использование дополнительного кольца обратной связи по частоте (ОСЧ) [5], впервые описанное В.О. Стоксом в 1973 г. [6]. Исследованиям и реализации таких систем в последующие годы было посвящено довольно много работ [7–12], в которых приводится информация о возможной степени компенсации различных шу-

мов, в первую очередь — фазовых, а также о пределах компенсации, обусловленных устойчивостью кольца ОСЧ. Помимо устойчивости, пределы компенсации шумов в СЧ с кольцом ОСЧ ограничены также собственными шумами входящих в его состав компонентов. Целью данной статьи является анализ спектральных характеристик СЧ с кольцом ОСЧ с учетом вклада шумов основных узлов СЧ, а также оценка влияния ОСЧ на спектр выходного сигнала.

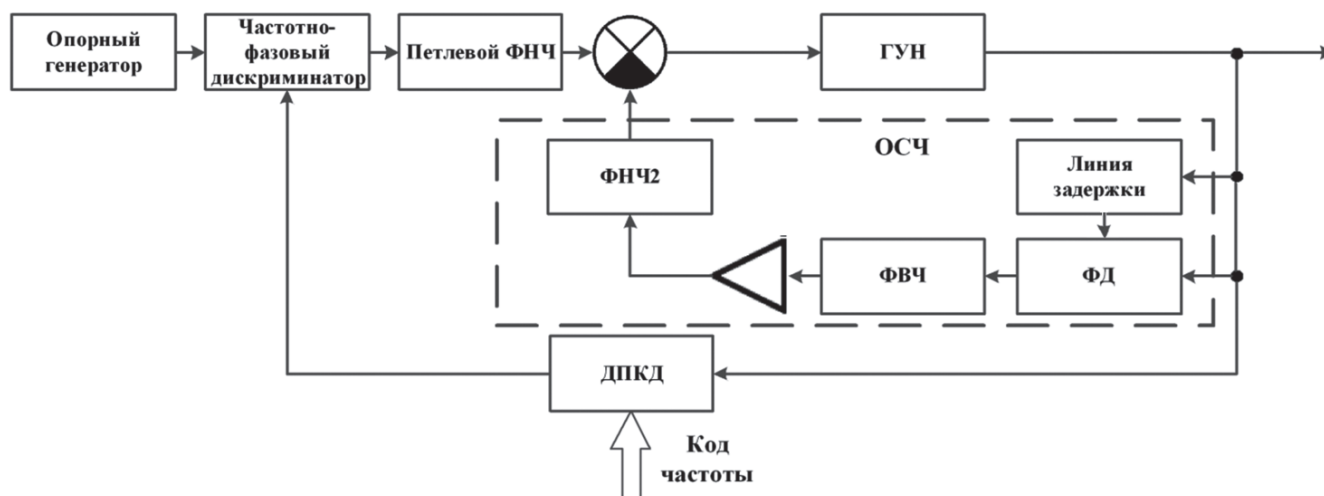
ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ РАЗНЫХ ТОЧЕК ПРИЛОЖЕНИЯ ШУМОВ ЭЛЕМЕНТОВ

На рис. 1 представлена схема СЧ, содержащая кольцо импульсной ФАПЧ (ИФАПЧ) с импульсным частотно-фазовым дискриминатором (ИЧФД), в которое дополнительно включено кольцо ОСЧ.

В состав основного кольца ФАПЧ входят ИЧФД, сравнивающий фазы сигналов с опорного генератора (ОГ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН), петлевой фильтр нижних частот (ФНЧ), выделяющий сигнал управления ГУН, непосредственно сам ГУН и делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), который позволяет формировать сетку частот. В состав дополнительного кольца ОСЧ, которое призвано компенсировать фазовые шумы основного кольца, входят фазовый детектор (ФД) с линией за-

Рисунок 1

Схема синтезатора частоты на основе кольца ИФАПЧ с ИЧФД



держки (ЛЗ), а также фильтр верхних частот (ФВЧ), исключающий сдвиг частоты за счёт постоянной составляющей на выходе ФД, а также усилитель, позволяющий увеличивать общий петлевой коэффициент передачи кольца ОСЧ, а также отражает инерционность цепи управления ГУН.

Исследованию частотных и спектральных характеристик ИФАПЧ посвящено множество работ, основные результаты которых представлены в монографиях [13–15], где в том числе найдены оптимальные параметры системы с точки зрения максимального быстродействия и качества частотных характеристик. В них предлагается при расчёте петлевого ФНЧ и петлевого коэффициента усиления ФАПЧ K_0 выражать условия, при которых система достигает этих параметров, через коэффициент колебательности M . При расчётах рекомендуется задавать M в интервале 1,3...1,5. В этом интервале система будет иметь близкий к оптимальному переходный процесс и неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания не более 2 дБ.

Передаточная функция ИЧФД с петлевым ФНЧ будет определяться по следующей формуле:

$$X_{\text{PFD}}(p) = \frac{K_0(1 + R1 C1 p)(1 + R2 C2 p)}{Sp \left(1 + \frac{(R1 + R2)C1 C2}{C1 + C2} p \right)},$$

где $R1$, $R2$, $C1$ и $C2$ — параметры элементов фильтра второго порядка (наиболее распространённого в реальных СЧ), представленного на рис. 2; p — оператор Лапласа; K_0 — петлевой коэффициент усиления кольца ФАПЧ, также учитывающий коэффициент деления ДПКД; S — крутизна характеристики управления ГУН.

Данный фильтр формирует напряжение на своём выходе за счёт импульсов тока, поступающих с ИЧФД. Расчёт $R1$, $R2$, $C1$ и $C2$, обеспечивающих требуемую величину M , приведён в [10, 11, 13].

Линейная модель ГУН обладает передаточной функцией идеального интегратора:

$$X_{\text{VCO}}(p) = \frac{S}{p}.$$

Совокупная передаточная функция линейного приближения модели ФД с ЛЗ с величиной задержки τ будет определяться следующей функцией:

$$X_{\text{dl}}(p, \tau) = K_{\text{ФД}} K_{\text{УВЧ}} (1 - e^{-2\pi p \tau}),$$

где $K_{\text{ФД}}$ — коэффициент передачи ФД; $K_{\text{УВЧ}}$ — коэффициент, учитывающий как затухание, вносимое звеном запаздывания, так и усиление поступающих на входы ФД сигналов.

Передаточные функции ФВЧ и ФНЧ2 определяются как классические передаточные функции простейших фильтров первого порядка с постоянными времени T_{HPF} (для ФВЧ) и T_{LPF} (для ФНЧ2) по следующим формулам:

$$X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}}) = \frac{1}{1 + \frac{1}{p T_{\text{HPF}}}};$$

$$X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}}) = \frac{1}{1 + p T_{\text{LPF}}}.$$

Петлевой коэффициент усиления кольца ОСЧ, являющийся произведением крутизны преобразования ГУН S и коэффициента усиления дополнительного малошумящего усилителя кольца K_y , учитывающего коэффициенты передачи ФД, УВЧ, усиливающего сигнал ГУН, поступающий на входы

ЛЗ и ФД, и УНЧ, усиливающего продукты преобразования ФД. УНЧ полагаем идеальным во всей полосе частот анализа ($K_y = \text{const}$). Естественное ограничение полосы пропускания усилителя учитывается в моделях ФНЧ и ФВЧ кольца ОСЧ.

Перейдем от структурной схемы кольца ФАПЧ с кольцом ОСЧ к функциональной схеме, отражающей математическую модель линеаризованной системы, с дополнительными малыми возмущениями, действующими на систему в разных точках (рис. 3).

В схеме на рис. 3 представлены воздействия со стороны как внешних источников ($\xi_{\text{osc}}(\omega)$ — шумы ОГ), так и внутренних, обусловленных шумами ГУН и элементами в кольце ОСЧ и цепи управления. К внешним относятся также шумы ИЧФД $\xi_{\text{pfd}}(\omega)$, шумы цифровых делителей частоты (в том числе и так называемые шумы дробности при дробных коэффициентах деления ДПКД с дельта-сигма-модулятором $\xi_{\text{dsm}}(\omega)$). Среди внутренних следует выделить собственный шум ГУН $\xi_{\text{vco}}(\omega)$, а также шумы маломощного усилителя (МШУ) в кольце ОСЧ $\xi_{\text{g}}(\omega)$, шумы ФД $\xi_{\text{pd}}(\omega)$ и шумы ЛЗ $\xi_{\text{dl}}(\omega)$; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота (рад/с); f — частота (Гц). Для расчёта спектральных характеристик выходного сигнала системы потребуется ряд частотных характеристик, каждая из которых соответствует своей точке приложения возмущений. Основные частотные характеристики $W_1(p)$ и $W_2(p)$, описывающие изменение фазы выходного сигнала под воздействием внешних и внутренних возмущений соответственно, для исследуемой системы были описаны в работах [11, 12] и в рамках рассматриваемой на рис. 3 модели могут быть записаны как

$$W_1(p) = \frac{X_{\text{PFD}}(p)X_{\text{VCO}}(p)}{1 + X_{\text{PFD}}(p)X_{\text{VCO}}(p) + K_y X_{\text{VCO}}(p)X_{\text{DL}}(p, \tau)X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})}; \quad (1)$$

$$W_2(p) = \frac{1}{1 + X_{\text{PFD}}(p)X_{\text{VCO}}(p) + K_y X_{\text{VCO}}(p)X_{\text{DL}}(p, \tau)X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})}. \quad (2)$$

Остальные частотные характеристики, связывающие действующие в разных точках возмущения с изменением фазы выходного сигнала, могут быть получены путем эквивалентного преобразования (перенос точек возмущения) к $W_1(p)$ и $W_2(p)$. Для воздействий, приложенных к входу управления ГУН, частотная характеристика $W_3(p)$ будет иметь вид

$$W_3(p) = X_{\text{VCO}}(p)W_2(p) = \frac{X_{\text{VCO}}(p)}{1 + X_{\text{PFD}}(p)X_{\text{VCO}}(p) + K_y X_{\text{VCO}}(p)X_{\text{DL}}(p, \tau)X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})}. \quad (3)$$

Аналогичным образом воздействия на выходе ФД и ЛЗ будут учитываться частотной характеристикой

$$W_4(p) = K_y X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})W_3(p) = \frac{K_y X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})X_{\text{VCO}}(p)}{1 + X_{\text{PFD}}(p)X_{\text{VCO}}(p) + K_y X_{\text{VCO}}(p)X_{\text{DL}}(p, \tau)X_{\text{HPF}}(p, T_{\text{HPF}})X_{\text{LPF}}(p, T_{\text{LPF}})}. \quad (4)$$

Примеры зависимостей АЧХ, заданных формулами (1)–(4), в графическом виде при конкретных параметрах системы ($T_{\text{HPF}} = 10^{-5}$ с, $T_{\text{LPF}} = 10^{-7}$ с, $\tau = 2 \cdot 10^{-7}$ с) для различных K_y представлены на рис. 4.

Как видно из рис. 4, а, в области малых частот отстройки от несущей в выходном спектре СЧ будут преобладать шумы, действующие по входу системы ($W_1(j\omega) \rightarrow 0$ дБ). В области больших частот отстройки будут

преобладать шумы ГУН (рис. 4, б) ($W_2(j\omega) \rightarrow 0$ дБ)). Прочие шумы, как в кольце ОСЧ, так и на управляющем входе ГУН, будут иметь влияние на общий спектр только в области, в которой наблюдается основной выброс частотной характеристики (рис. 5). При этом выбросы частотных характеристик, порождаемые кольцом ОСЧ, будут превышать значения АЧХ системы без ОСЧ. Для их уменьшения и используют ФНЧ2.

ШУМЫ ЭЛЕМЕНТОВ

Для оценки спектральных характеристик используются модели шумов, соответствующие точкам приложения возмущений, которые обозначены стрелками на функциональной схеме на рис. 3.

Одними из основных воздействий, определяющих спектр выходного сигнала, являются те из них, что действуют по входу, $\xi_{\text{osc}}(\omega)$ и $\xi_{\text{dsm}}(\omega)$, а также шум ИЧФД $\xi_{\text{pfd}}(\omega)$ [16].

Шум типового опорного высокостабильного кварцевого генератора $\xi_{\text{osc}}(\omega)$ может быть представлен формулой Лисона [17]. На частотах отстройки выше десятков или сотен герц, в зависимости от конкретного ОГ, его спектр близок к уровню белого фазового шума. В областях частот ниже этих значений спектр имеет зависимость вида $1/f$, $1/f^2$ и $1/f^3$ по мере приближения к нулевой частоте отстройки. Шумы ДПКД с дельта-сигма-модулятором (ДСМ), напротив, имеют низкий уровень в типичных полосах частот петли ФАПЧ и растут с увеличением частоты отстройки [3].

Вид этих шумов, действующих на систему со стороны ОГ, представлен на рис. 6.

Шумы ГУН $\xi_{\text{vco}}(\omega)$, описываемые, как и шумы ОГ, моделью Лисона, в основной области частот отстройки имеют зависимость, пропорциональную $1/f^2$, с переходом к области белого фазового шума. За пределами полосы регулирования ФАПЧ шум ГУН опре-

деляет спектр выходного сигнала СЧ косвенного синтеза, тогда как внутри полосы, вплоть до частот порядка $f_p/2$, где f_p — частота сравнения сигналов на входах ИЧФД, он подавляется замкнутым кольцом ФАПЧ. При этом область частот отстройки порядка $0,7f_p \dots 0,9f_p$ также требует учёта, поскольку в ней проявляются повышенные требования к подавлению помех, связанных с f_p . Экспериментально полученные зависимости спектров $\xi_{vco}(\omega)$ достаточно хорошо совпадают с теоретической оценкой. Пример спектра шумов типового ГУН, работающего в дециметровом диапазоне волн [18], представлен на рис. 7.

Также в системе действуют воздействия, приложенные на вход ГУН. В описываемой системе к этой точке приложено воздействие шумов МШУ дополнительного кольца $\xi_g(\omega)$. Шумовой вклад МШУ оценивался через коэффициент шума усилительного тракта с приведением мощности теплового шума к входу усилителя [19]. Вид зависимости для типового МШУ представлен на рис. 8.

Собственные шумы кольца ОСЧ определяются шумами ФД [20] и ЛЗ [21], приложенными к выходу ФД и описываемыми зависимостями $\xi_{pd}(\omega)$ и $\xi_{dl}(\omega)$ соответственно. Поскольку ОСЧ предназначена для компенсации шумов за пределами рабочей полосы основного кольца ФАПЧ, уровень собственных шумов ФД и ЛЗ задаёт практический предел глубины этой компенсации, как показано на рис. 9.

Рассмотренные модели шумов далее используются как входные спектральные составляющие при расчёте полного спектра выходного сигнала СЧ. Шумы ОГ, ИЧФД и ДДПКД с ДСМ учитываются через частотную характеристику $W_1(j\omega)$, собственный шум ГУН — через $W_2(j\omega)$, шумы МШУ — через $W_3(j\omega)$, а шумы ФД и ЛЗ кольца ОСЧ — через $W_4(j\omega)$.

Рисунок 2

Петлевой ФНЧ на выходе ИЧФД

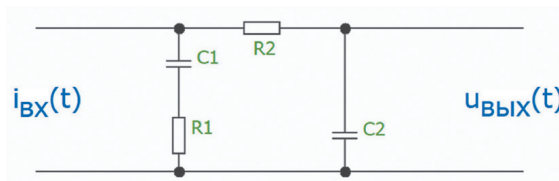
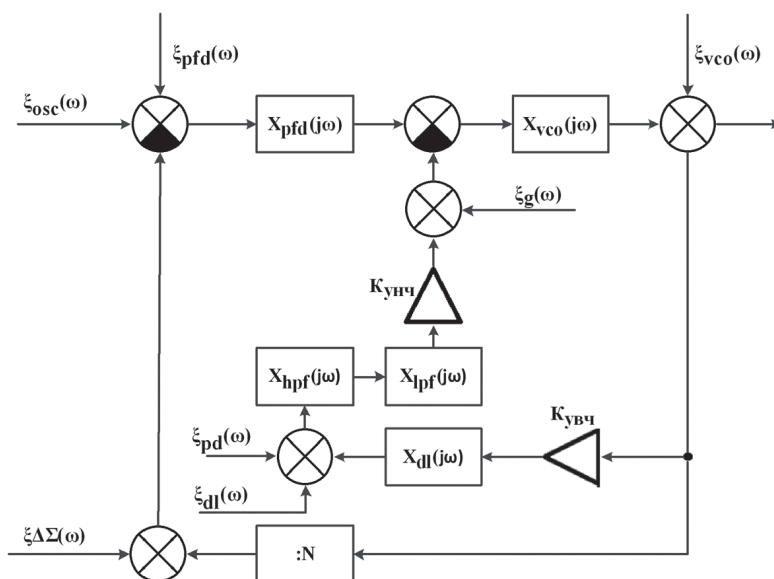


Рисунок 3

Функциональная схема математической модели системы с дополнительными шумами



За пределами полосы ФАПЧ шум ГУН является основной составляющей спектра, поэтому далее рассматривается его компенсация дополнительным кольцом ОСЧ. Собственные шумы ФД и ЛЗ кольца ОСЧ далее учитываются как ограничивающие составляющие, задающие предельную глубину компенсации.

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА СЧ С КОЛЬЦОМ ОСЧ

Используя частотные характеристики системы для различных возмущений (1)–(4) и спектры этих возмущений, получим спектр выходного сигнала системы:

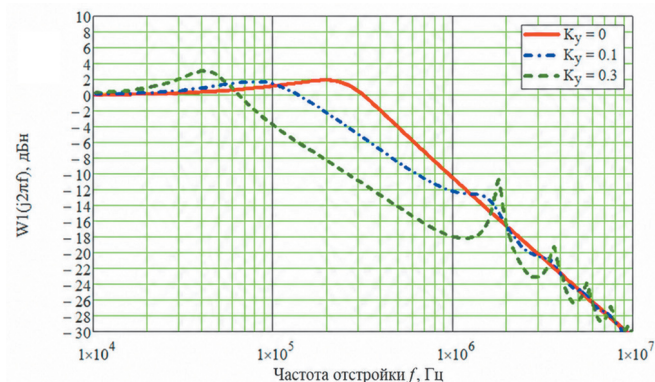
$$S(\omega) = [\xi_{osc}(\omega) + \xi_{dsm}(\omega) + \xi_{pfd}(\omega)] |W_1(j\omega)|^2 + \xi_{vco}(\omega) |W_2(j\omega)|^2 + \xi_g(\omega) |W_3(j\omega)|^2 + [\xi_{pd}(\omega) + \xi_{dl}(\omega)] |W_4(j\omega)|^2.$$

Примеры спектральных характеристик для различных сочетаний параметров системы приведены ниже. На рис. 10 показаны спектральные составляющие и итоговый спектр выходного сигнала системы при частоте сравнения $f_p = 10$ МГц, времени задержки $\tau = 0,2$ мкс, $T_{HPF} = 20$ мкс и $T_{LPF} = 1,2$ мкс.

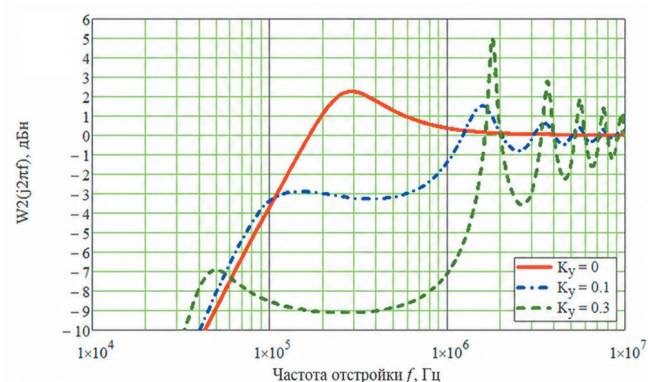
На рис. 10 в диапазоне примерно от $2 \cdot 10^5$ до 10^6 Гц спектр системы с устойчивым кольцом ОСЧ расположен на 5–12 дБ ниже спектра ФАПЧ

Рисунок 4

Частотные характеристики при различных K_y : (а) $W_1(j2\pi f)$ для входных шумовых воздействий; (б) $W_2(j2\pi f)$ для собственного шума ГУН



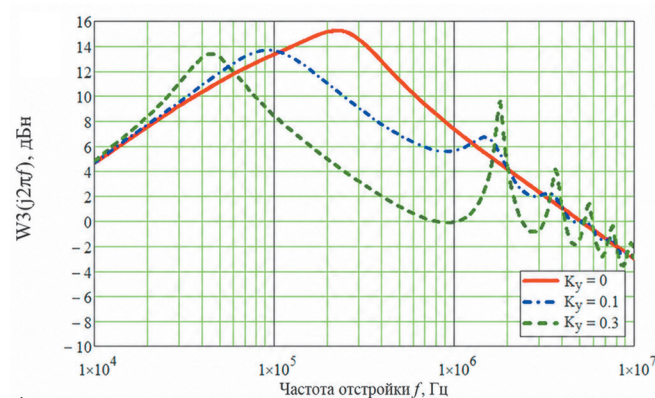
а)



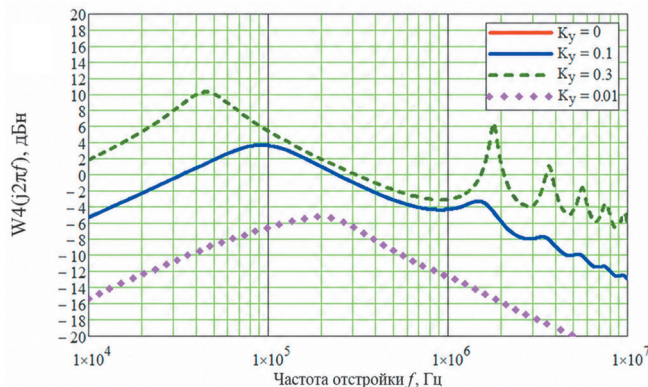
б)

Рисунок 5

Частотные характеристики при различных K_y : (а) $W_3(j2\pi f)$ для шумов на управляющем входе ГУН; (б) $W_4(j2\pi f)$ для шумов ФД и ЛЗ кольца ОСЧ



а)



б)

Рисунок 6

Спектры входных шумовых воздействий

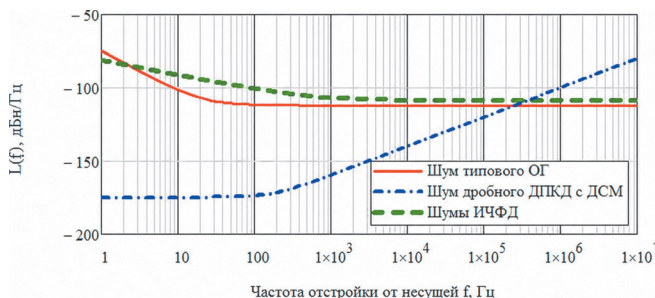
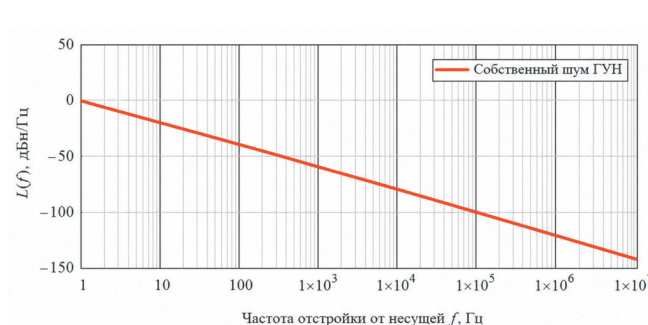


Рисунок 7

Шум ГУН на примере генератора POS-535

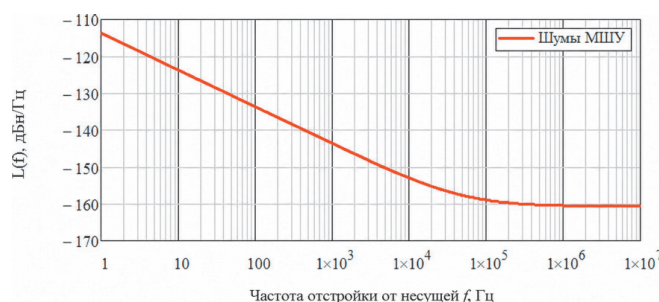


без ОСЧ, а в режиме, близком к границе устойчивости, максимальная глубина компенсации достигает приблизительно 15 дБ. Одновременно в области нескольких мегагерц появляется резонансный выброс; для предельного режима его превышение относительно системы без ОСЧ достигает порядка 20 дБ.

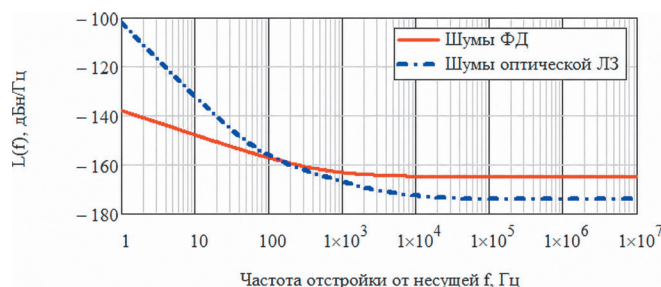
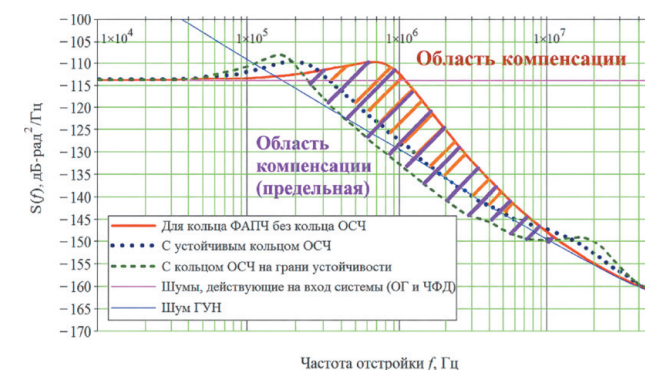
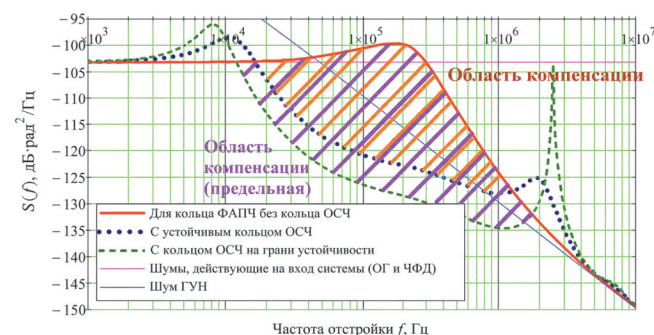
Чтобы выбросы не играли существенной роли, их необходимо сместить выше по оси частот, где спектр будет определять только характеристика $W_2(j\omega)$, а собственные шумы ГУН будут невелики, для чего необходимо уменьшить время задержки. Это приведёт к уменьшению компенсации, но при этом

Рисунок 8

Зависимость шумов МШУ от частоты отстройки

**Рисунок 9**

Зависимости шумов, приложенных в кольцо ОСЧ

**Рисунок 10**Спектр выходного сигнала СЧ с кольцом ОСЧ при $f_p=10$ МГц, $\tau=0,2$ мкс, $T_{HPF}=20$ мкс, $T_{LPF}=1,2$ мкс**Рисунок 11**Спектр выходного сигнала СЧ с кольцом ОСЧ при $\tau=0,02$ мкс, $T_{HPF}=20$ мкс, $T_{LPF}=0,5$ мкс**Рисунок 12**Спектр выходного сигнала СЧ с кольцом ОСЧ при $f_p=1$ МГц, $\tau=0,2$ мкс, $T_{HPF}=200$ мкс, $T_{LPF}=8$ мкс

увеличит допустимый диапазон коэффициентов усиления K_y , при которых система будет устойчива.

Выберем параметры $\tau=0,02$ мкс, $T_{HPF}=20$ мкс, $T_{LPF}=0,12$ мкс. Тогда для выбранных параметров зависимости приобретут вид, показанный на рис. 11.

Как видно из рис. 11, уменьшение τ позволяет расширить диапазон компенсации. В интервале частот приблизительно от $2 \cdot 10^5$ до 10^7 ГГц подавление достигает 10–15 дБ. При этом максимальное превышение спектра над характеристикой ФАПЧ без ОСЧ в области низкочастотного резонансного выброса составляет не более примерно 5 дБ, а высокочастотные выбросы возникают уже в области низкого собственного шума системы.

Ранее для графиков на рис. 10 и 11 рассматривалась система с частотой сравнения сигналов на входах ИЧФД $f_p=10$ МГц. Проанализируем уровень компенсации шумов для другого значения частоты сравнения. Для частоты сравнения $f_p=1$ МГц спектральные составляющие и итоговый спектр выходного сигнала представлены на рис. 12. Параметры расчёта: $\tau=0,2$ мкс, $T_{HPF}=200$ мкс, $T_{LPF}=8$ мкс.

Снижение f_p с 10 до 1 МГц при неизменной выходной частоте увеличивает коэффициент деления ДПКД в 10 раз, поэтому передаваемая на выход фазовая составляющая входных шумов возрастает на 20 дБ. На рис. 12 кольцо ОСЧ обеспечивает компенсацию порядка 10–15 дБ в диапазоне примерно от $2 \cdot 10^4$ до 10^6 ГГц. В устойчивом режиме остаточный выброс в районе $2 \cdot 10^6$ ГГц превышает спектр системы без ОСЧ приблизительно на 2–3 дБ; существенно больший выброс возникает только в предельном режиме, близком к потере устойчивости.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый анализ спектральных характеристик показывает, что система с кольцом ОСЧ обладает высокой потенциальной эффективностью подавления шумов в широком диапазоне частотных отстроек. Полученные графики показывают, что увеличение коэффициента петлевого усиления (КПУ) кольца

ОСЧ повышает глубину компенсации шумов ГУН в области частот отстройки за пределами полосы ФАПЧ, где основное кольцо уже не обеспечивает эффективного подавления.

Важно также отметить, что система всё еще ограничена пределами устойчивости. Несмотря на то, что увеличение КПУ кольца ОСЧ демонстрирует его способность к большему подавлению шумов, пределы устойчивости ограничивают эту способность на уровне 10–15 дБ. Это делает важной задачу повышения устойчивости кольца ОСЧ за счёт дополнительных фазосдвигающих элементов при постоянстве прочих его параметров.

Кроме того, для каждого отдельно взятого случая необходимо тщательно подбирать время задержки и иные параметры элементов кольца ОСЧ для достижения максимального эффекта компенсации. При выборе времени задержки одного порядка с периодом дискретизации импульсного кольца ФАПЧ выброс спектральной характеристики, создаваемый кольцом ОСЧ, значительно ухудшает компенсационные свойства, увеличивая величину шумов в дальней зоне частотных отстроек. Выбор же времени задержки на порядок меньше периода дискретизации позволяет уменьшить величину этого выброса при сохранении компенсационных свойств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ченакин, А.В.** Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона / А.В. Ченакин, А.В. Горевои. – М.: Горячая линия – Телеком, 2023. – 280 с.
2. Basics of Dual Fractional-N Synthesizers/ PLLs. – <https://electronicpro.co.il/Resource/Detail/45702> (дата обращения: 13.05.2026).
3. **Fan, Y.** Model, analyze, and simulate $\Sigma\Delta$ fractional-N frequency synthesizers. Part 1 / Y. Fan // *Microwaves & RF*. – 2000. – Vol. 39, № 13. – P. 183-194.
4. **Bax, W.** A Sigma-Delta frequency discriminator based synthesizer / W. Bax, T. Riley, C. Plett, M. Copeland // 1995 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, USA. – Vol. 1. – P. 1-4. – DOI: 10.1109/ISCAS.1995.521436.
5. **Рыжков, А.В.** Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
6. **Stokes, V.O.** Techniques of frequency synthesis / V.O. Stokes // *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. – 1973. – Vol. 120, Issue 10R. – P. 1057-1077.
7. **Пестряков, А.В.** Анализ локальной устойчивости схемы подавления шумов, использующей обратную связь по частоте / А.В. Пестряков, В.С. Шамшин // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. – 2010. – № 9. – С. 27-29.
8. **Капранов, М.Е.** Устройства ЧАП с элементами прецизионного запаздывания в задачах стабилизации частоты / М.Е. Капранов // *Труды МЭИ*. – 1987. – № 148. – С. 55-62.
9. **Капранов, М.Е.** Линейные модели системы ЧАП с дискриминатором на линии задержки / М.Е. Капранов, Е.В. Романов // *Радиотехника*. – 1989. – № 11. – С. 34-38.
10. **Пестряков, А.В.** Анализ спектральных характеристик системы ФАПЧ с дополнительной обратной связью по частоте / А.В. Пестряков // *Электросвязь*. – 1990. – № 5.
11. **Микенин, А.Э.** Частотные характеристики синтезатора частот с кольцом компенсации шумов / А.Э. Микенин, А.В. Пестряков // *Электросвязь*. – 2025. – № 1. – С. 48-53.
12. **Микенин, А.Э.** Анализ устойчивости линейной модели синтезатора частот с кольцом компенсации шумов / А.Э. Микенин, А.В. Пестряков // *Электросвязь*. – 2025. – № 12. – С. 85-92.
13. **Левин, В.А.** Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
14. **Ченакин, А.В.** Состояние и перспективы развития синтезаторов частот СВЧ-диапазона / А.В. Ченакин, В.Н. Кочемасов, А.В. Пестряков // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. – 2018. – Т. 9, № 4. – С. 132-139.
15. **Тихомиров, Н.М.** Формирование ЧМ-сигналов в синтезаторах с автоподстройкой / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
16. **Жабин, А.С.** Собственные шумы импульсных частотно-фазовых детекторов и их влияние на работу синтезатора частот / А.С. Жабин, В.Н. Кулешов, А.В. Голубков // *Вестник МЭИ*. – 2011. – № 1. – С. 60-68.
17. **Leeson, D.B.** A simple model of feedback oscillator noise spectrum / D.B. Leeson // *Proceedings of the IEEE*. – 1966. – Vol. 54, № 2. – P. 329-330.
18. POS-535+ Datasheet(PDF) - Mini-Circuits. – <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1027814/MINI/POS-535+.html> (дата обращения: 27.04.2026).
19. **Бельчиков, С.** Коэффициент шума. Теория и практика измерений / С. Бельчиков // *Компоненты и технологии*. – 2008. – № 5(82). – С. 174-178.
20. **Чиж, А.Л.** Преобразование шумов в оптоэлектронных генераторах СВЧ на линиях задержки / А.Л. Чиж, К.Б. Микитчук // *Квантовая электроника*. – 2021. – Т. 51, № 3. – С. 260-264.
21. **Лучинин, А.С.** Коэффициент шума: оценка шумовых характеристик радиофотонного тракта на основе результатов измерения коэффициента шума / А.С. Лучинин, И.В. Малыгин // *Ural Radio Engineering Journal*. – 2024. – Т. 8, № 2. – С. 223-259. – DOI: 10.15826/urej.2024.8.2.004.

Получено 15.06.2026;

принято к печати 19.06.2026

Evaluation of the influence of component noise on the compensation properties of a frequency synthesizer with additional frequency feedback

A.E. Mikenin, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), senior lecturer; a.e.mikenin@mtuci.ru

A.V. Pestryakov, MTUCI, head of department, professor, Dr.Sci.(Tech.); a.v.pestriakov@mtuci.ru

Abstract. The article discusses the spectral characteristics of a frequency synthesizer based on a phase-locked loop (PLL) ring with additional frequency feedback. The effect of noise from the main system components on the output signal spectrum is analyzed: a reference oscillator, a phase-frequency detector, a voltage-controlled oscillator, a low-noise amplifier, a phase detector, and a delay line of the frequency feedback loop (FFL). For different points of application of noise effects, the corresponding frequency characteristics are used to assess the contribution of individual components to the overall spectrum. It is shown that the introduction of the FFL ring makes it possible to reduce the level of phase noise outside the PLL band by about 10-15 dB. At the same time, the compensation depth is limited by the stability of the additional ring, the inherent noise of its elements, as well as the choice of delay time and filter parameters of the FFL ring.

Keywords: frequency synthesizer, phase-locked loop, frequency feedback loop, phase noise, noise compensation, spectral characteristics.

For citation: Mikenin, A.E. Evaluation of the influence of component noise on the compensation properties of a frequency synthesizer with additional frequency feedback / A.E. Mikenin, A.V. Pestryakov // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 78-85. (in russian)

REFERENCES

- 1. Chenakin, A.V.** Practical construction of microwave frequency synthesizers / A.V. Chenakin, A.V. Gorevoy. – Moscow: Hot line – Telecom, 2023. – 280 p. (in russian)
- 2. Basics of Dual Fractional-N Synthesizers/ PLLs.** – <https://electronicpro.co.il/Resource/Detail/45702>.
- 3. Fan, Y.** Model, analyze, and simulate $\Sigma\Delta$ fractional-N frequency synthesizers. Part 1 / Y. Fan // *Microwaves & RF*. – 2000. – Vol. 39, № 13. – P. 183-194.
- 4. Bax, W.** A Sigma-Delta frequency discriminator based synthesizer / W. Bax, T. Riley, C. Plett, M. Copeland // 1995 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, USA. – Vol. 1. – P. 1-4. – DOI: 10.1109/ISCAS.1995.521436.
- 5. Ryzhkov, A.V.** Frequency synthesizers in communication technology / A.V. Ryzhkov, V.N. Popov. – Moscow: Radio i svyaz, 1991. – 264 p. (in russian)
- 6. Stokes, V.O.** Techniques of frequency synthesis / V.O. Stokes // *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. – 1973. – Vol. 120, Issue 10R. – P. 1057-1077.
- 7. Pestryakov, A.V.** Analysis of the local stability of a noise suppression scheme using frequency feedback / A.V. Pestryakov, V.S. Shamshin // *T-Comm*. – 2010. – No. 9. – P. 27-29. (in russian)
- 8. Kapranov, M.E.** PLL devices with precision delay elements in frequency stabilization problems / M.E. Kapranov // *Proceedings of MPEI*. – 1987. – No. 148. – P. 55-62. (in russian)
- 9. Kapranov, M.E.** Linear models of a PLL system with a delay line discriminator / M.E. Kapranov, E.V. Romanov // *Radio Engineering*. – 1989. – No. 11. – P. 34-38. (in russian)
- 10. Pestryakov, A.V.** Analysis of the spectral characteristics of a PLL system with additional frequency feedback / A.V. Pestryakov // *Electrosvyaz*. – 1990. – No. 5. (in russian)
- 11. Mikenin, A.E.** Frequency characteristics of a frequency synthesizer with a noise compensation ring / A.E. Mikenin, A.V. Pestryakov // *Electrosvyaz*. – 2025. – No. 1. – P. 48-53. (in russian)
- 12. Mikenin, A.E.** Stability analysis of a linear frequency synthesizer model with a noise compensation ring / A.E. Mikenin, A.V. Pestryakov // *Electrosvyaz*. – 2025. – No. 12. – P. 85-92. (in russian)
- 13. Levin, V.A.** Frequency synthesizers with pulse-phase-locked loop systems / V.A. Levin, V.N. Malinovsky, S.K. Romanov. – Moscow: Radio i svyaz, 1989. – 232 p. (in russian)
- 14. Chenakin, A.V.** Status and prospects for the development of microwave frequency synthesizers / A.V. Chenakin, V.N. Kochemasov, A.V. Pestryakov // *Systems of Synchronization, Signal Generating and Processing*. – 2018. – Vol. 9, No. 4. – P. 132-139. (in russian)
- 15. Tikhomirov, N.M.** FM signal formation in synthesizers with automatic control / N.M. Tikhomirov, S.K. Romanov, A.V. Len'shin. – Moscow: Radio i svyaz, 2004. – 210 p. (in russian)
- 16. Zhabin, A.S.** Intrinsic noise of pulse phase-frequency detectors and its influence on the operation of a frequency synthesizer / A.S. Zhabin, V.N. Kuleshov, A.V. Golubkov // *Bulletin of Moscow Power Engineering Institute*. – 2011. – No. 1. – P. 60-68. (in russian)
- 17. Leeson, D.B.** A simple model of feedback oscillator noise spectrum / D.B. Leeson // *Proceedings of the IEEE*. – 1966. – Vol. 54, № 2. – P. 329-330.
- 18. POS-535+ Datasheet(PDF)** - Mini-Circuits. – <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1027814/MINI/POS-535+.html>.
- 19. Belchikov, S.** Noise figure. Theory and measurement practice / S. Belchikov // *Components and Technologies*. – 2008. – No. 5(82). – P. 174-178. (in russian)
- 20. Chizh, A.L.** Noise conversion in microwave optoelectronic oscillators based on delay lines / A.L. Chizh, K.B. Mikitchuk // *Quantum Electronics*. – 2021. – Vol. 51, No. 3. – P. 260-264. (in russian)
- 21. Luchinin, A.S.** Noise figure: estimation of noise characteristics of a microwave photonic path based on noise figure measurement results / A.S. Luchinin, I.V. Malygin // *Ural Radio Engineering Journal*. – 2024. – Vol. 8, No. 2. – P. 223-259. – DOI: 10.15826/urej.2024.8.2.004. (in russian)

Развитие подходов к оценке безотказности электрорадиоизделий за последние 35 лет

А.А. Костюк, Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ), аспирант; aakostyuk@hse.ru

С.Н. Полесский, НИУ ВШЭ, доцент, к.т.н.; spolessky@hse.ru

П.С. Королев, НИУ ВШЭ, доцент, к.т.н.; pskorolev@hse.ru

Л.О. Мырова, ФГАУ НИЦ Телеком, профессор, д.т.н.; myrovalo@nic-t.ru

УДК 621.318.5

DOI: 10.34832/ELSV.2026.82.8.010

Аннотация. Проведен сравнительный анализ подходов к оценке безотказности низковольтных реле, заложенных в шести отечественных и зарубежных справочниках с 1991 г. по настоящее время. На основе функционально-физического маппинга выделены электромагнитные, электротепловые токовые и магнитоуправляемые реле; для них при единых исходных условиях рассчитаны эксплуатационные интенсивности отказов и построены вероятности безотказной работы. Установлена эволюция от групповых усредненных моделей к моделям физики отказов. Выявлены количественные расхождения между справочниками: для электромагнитных и герконовых реле наблюдается смещение прогнозных оценок в сторону повышения безотказности в современных редакциях по сравнению с первоначальными версиями американского справочника; для тепловых реле введение учета термоциклирования в обновленной иностранной методике приводит к увеличению расчетных значений отказов, при этом российский справочник демонстрирует промежуточные (срединные) результаты относительно всего массива использованных источников. Разработана матрица выбора справочника для расчетов.

Ключевые слова: эксплуатационная интенсивность отказов, электромагнитные реле, тепловые реле, герконовые реле, стандарты надёжности, сравнительный анализ.

Для цитирования: Костюк, А.А. Развитие подходов к оценке безотказности электрорадиоизделий за последние 35 лет / А.А. Костюк, С.Н. Полесский, П.С. Королев, Л.О. Мырова // Электросвязь. – 2026. – № 8. – С. 86–98.

ВВЕДЕНИЕ

Низковольтные реле (электромагнитные, электротепловые (ЭТ) и др.) являются критически важной частью систем автоматики, управления и защиты [1, 2]. В телекоммуникационном оборудовании реле служат основными исполнительными элементами для управления потоками сигналов, защиты линий от перегрузок и реализации логики автоматического резервирования каналов. Их отказ, определяемый как потеря способности выполнять требуемые функции по ГОСТ [3], способен привести к отказу всей системы верхнего уровня, поэтому точное прогнозирование безотказности реле остаётся ключевой инженерной задачей. Существующие стандарты прогнозирования различаются глубиной проработки: ранние справочники MIL-HDBK-217F/N2 [4, 5] и «Надёжность электрорадиоизделий (ЭРИ)» [6] не учитывают многих современных факторов, влияющих на надёжность. Более новые издания — RIAC-HDBK-217Plus [7], публикация российских специалистов [8], где определяются современные показатели надёжности устройств релейной защиты и автоматики (далее — РФ, современный), и французский справочник FIDES guide [9] — базируются на физике отказов, однако они сложнее в применении и всё же не охватывают всех критических влияний на надёжность ЭРИ. При этом системное сравнение подходов отсутствует, и чтобы оценить надёжность разрабатываемого ЭРИ, инженер вынужден выбирать методику без необходимого обоснования.

Если классический расчет показателей основывается на фиксированных табличных коэффициентах интенсивности отказов, то современные подходы требуют комплексного учета динамических факторов и деградиационных процессов физических элементов. Схожие темы, касающиеся эволюции методов прогнозирования аппаратной готовности, перехода к виртуальным испытаниям электронных узлов и математического моделирования системных отказов, затрагивались в работах [10–14].

ВЫБОР ОБЪЕКТОВ И ОПИСАНИЕ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Как указано в ГОСТ Р 27.102-2021, надёжность — это свойство объекта сохранять в заданных пределах значения всех параметров, характеризующих способность объекта выполнять требуемые функции в заданных режимах, условиях применения, стратегиях технического обслуживания, хранения и транспортирования. Надёжность можно выразить, как комплексное свойство четырёх основных составляющих: безотказности, долговечности, ремонтпригодности и сохраняемости. В данной работе сравнение стандартов надёжности будет производиться на основе графиков зависимости вероятности безотказной работы (ВБР) $P(t)$ исследуемых типов реле от времени. Выполнение такой операции возможно посредством использования экспоненциального закона надёжности:

$$P(t) = \exp(-\lambda_3 t), \quad (1)$$

где λ_s — эксплуатационная интенсивность отказов, рассчитываемая по указанным в нормативных документах индивидуальным методикам.

Сравнение методов оценки надёжности, представленных в ключевых нормативных документах, исследуемых в данной работе, невозможно без качественного анализа типового наполнения каждого сборника. Опорой сравнительного анализа является метод маппинга. В контексте инженерного анализа маппинг подразумевает процесс установления соответствия между элементами данных из разных систем. В данном случае для возможности проведения дальнейшего сравнительного анализа необходимо сопоставить типы реле и их разбиение по группам расчётных моделей относительно каждого стандарта.

Следует учесть, что сборник FIDES guide отличается подходом, используемым для оценки надёжности, он учитывает механическую составляющую ЭРИ, а также содержит в себе методику аудита — опросник, способствующий учёту качества проектирования и производства, который затрагивает различные стадии жизненного цикла изделия. Помимо этого, в самом сборнике FIDES guide нет разделения реле по типам, реле присутствует в единственном виде — в качестве электромеханического (ЭМ) реле, однако изменение расчётных параметров позволяет лавировать между реальными типами реле. Таким образом, французскую методологию следует рассматривать обособленно, а метод маппинга раскроет не наличие конкретных типов реле в данном сборнике, а при-

Таблица 1

Типы реле, представленные в исследуемых сборниках

Тип реле	Надёжность ЭРИ	РФ, современный [8]	217F; 217F/N2	217Plus	FIDES guide
Электромагнитные общего назначения (средней мощности)	группа 1	группа 1	общего назначения средней мощности	общего назначения	ЭМ
Электромагнитные слаботочные	группа 1	группа 1	н/д	н/д	ЭМ
Электромагнитные высокочувствительные	группа 1	группа 1	высокочувствительные	н/д	ЭМ
Электромагнитные быстродействующие	группа 1 (усл.)	группа 1 (усл.)	быстродействующие	н/д	ЭМ
Электромагнитное высоковольтное	группа 1 (усл.)	группа 1 (усл.)	высоковольтные	н/д	
Электромагнитные с фиксацией	группа 1 (усл.)	группа 1 (усл.)	с фиксацией	н/д	ЭМ
Электромагнитные поляризованные	группа 1 (усл.)	группа 1 (усл.)	поляризованные	н/д	ЭМ
Для сухих контактов	группа 1 (усл.)	группа 1 (усл.)	для сухих контактов	н/д	ЭМ
Герконовые	н/д	группа 3	герконовые	герконовые	
Электротепловые (биметаллические) токовые	группа 2	группа 2	тепловые	тепловые	ЭМ
Контакты электромагнитные (низковольтные)	группа 2	группа 2	контакты	н/д	ЭМ
Твердотельные	н/д	н/д	н/д	твердотельные	н/д
Электронные временные	группа 1	группа 1	временные	временные	н/д
Ртутные	н/д	н/д	ртутные	н/д	н/д
Контроля / автоматы защиты	группа 2	группа 2	н/д	н/д	ЭМ
Температурные (дилатометрические)	группа 2	группа 2	н/д	н/д	ЭМ

Условные обозначения:

- группа 1 – реле электромагнитные слаботочные, средней мощности, реле времени;
- группа 2 – выключатели и переключатели автоматические, высокочастотные, реле и автоматы защиты, контакторы, реле контроля, электротепловые токовые, температурные;
- группа 3 – контакты магнитоуправляемые;
- н/д – нет данных, модель отсутствует в данном сборнике

менимость сравнения с остальными нормативными документами. В табл. 1 наглядно демонстрируется метод маппинга, который способствует оптимальному выбору объектов исследования и учитывает идентичность представленных типов реле в сборниках 217F и 217F/N2.

Высокочувствительные реле в подавляющем большинстве слаботочные, что позволяет их отнести к группе 1 отечественных изданий. Быстродействующие реле близки к слаботочным по совокупности признаков (назначение, конструкция), однако совпадение многих признаков не гарантирует идентичность, поэтому в табл. 1 имеется пометка об условном распределении данного типа к группе 1 — (усл.). Также условно к первой группе можно отнести электромагнитные реле с фиксацией, поляризованные и для сухих контактов, поскольку все эти три типа по принципу действия являются электромагнитными реле, описываемыми в группе 1. Условный характер определяется отсутствием обособления выделенных подгрупп в отечественных справочниках, что может привести к завышенной оценке интенсивности отказов.

Таким образом, исходя из табл. 1, представляется возможным сделать вывод о целесообразности проведения расчётов эксплуатационной интенсивности отказов для электромагнитных реле общего назначения (средней мощности), электронных временных реле («Реле электромагнитные средней мощности», «Реле времени» (группа 1) («Надёжность ЭРИ» [6], [8]), «General Purpose» (217F, 217F/N2, 217Plus), «Electronic Time Delay, Non-Thermal» (217F, 217F/N2), «Time Delay» (217Plus)), электротепловых (биметаллических) токовых реле («Реле электротепловые токовые» («Надёжность ЭРИ», [8]), «Thermal» («217F, 217F/N2, 217Plus»)) и герконовых реле («Контакты магнитоуправляемые» [8], «Reed» (217F, 217F/N2, 217Plus)) с целью дальнейшего анализа тренда развития теории надёжности. Так как электромагнитные реле средней мощности и электронные временные реле относятся к одной модельной группе, то для оптимизации расчётов далее будет рассматриваться только первый тип реле. Помимо этого, герконовые реле определены только в современной отечественной работе [8], вследствие чего сравнение группы герконовых реле будет проводиться без сборника «Надёжность ЭРИ» [6].

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ СПРАВОЧНИКИ

Рассмотрим модели и данные, предложенные в справочнике «Надёжность ЭРИ» [6]. Согласно этому нормативно-техническому документу, вид математической модели для расчёта эксплуатационной интенсивности отказов первой группы, включающей реле электромагнитные средней мощности, представляется следующим образом:

$$\lambda_{\text{э}} = \lambda_{\text{б.с.г.}} K_p K_{\text{к.к.}} K_f K_{\text{э}} K_{\text{пр}},$$

где $\lambda_{\text{б.с.г.}}$ — базовая интенсивность отказов группы; K_p — коэффициент режима; $K_{\text{к.к.}}$ — коэффициент количества задействованных контактов; K_f — коэффициент количества коммутаций в час; $K_{\text{э}}$ — коэффициент эксплуатации; $K_{\text{пр}}$ — коэффициент приёмки.

В данной работе использование расчётной формулы, содержащей базовую интенсивность отказов группы $\lambda_{\text{б.с.г.}}$, является наиболее показательным вариантом анализа тренда развития теории надёжности, отражающего изменения в подходах к рассмотрению более широкого диапазона изделий в отличие от моделей с базовой интенсивностью отказов конкретного типа ЭРИ $\lambda_{\text{б}}$ и формул, описывающих режим ожидания реле.

Базовая интенсивность отказов рассматриваемой группы реле электромагнитных средней мощности $\lambda_{\text{б.с.г.}} = 0,052 \cdot 10^{-6}$ [1/комм.], где комм. — это коммутация.

Коэффициент режима K_p зависит от электрической нагрузки и температуры окружающей среды и имеет вид

$$K_p = A \exp \left(\frac{T + 273}{N_t} \right)^G \exp \left(\left(\frac{I}{I_{\text{макс}}} \right)^H \frac{I}{N_s} \right),$$

где A, N_t, G, N_s, H — постоянные модели; T — температура окружающей среды, [°C]; I — коммутируемый ток; $I_{\text{макс}}$ — максимальный коммутируемый ток по ТУ, [А]. Сборник [6] предоставляет выбор рассчитанных значений коэффициента режима в зависимости от четырёх показателей: максимальной температуры по ТУ (+85°C и +125°C), активной или индуктивной нагрузки. С целью оптимизации сопоставления результатов вычислений требуется выбрать единый базовый сценарий. Таким образом, далее рассматривается комбинация из максимальной температуры по ТУ +85°C и активной нагрузки. +85°C — частое значение для общепромышленных реле, а контакты коммутируют активную нагрузку (лампы, нагреватели). Также зададим стандартное верхнее рабочее значение температуры окружающей среды (+40°C) для умеренно-холодного климата согласно ГОСТ 15150-69 [15] и стандартное значение активной электрической нагрузки (0,7) для нынешних и дальнейших вычислений. Тогда коэффициент режима $K_p = 0,491$.

Для типового среднемощного реле здесь и далее рассматривается открытое исполнение (негерметичное) с двумя переключающими контактами, что соответствует значению коэффициента количества задействованных контактов $K_{\text{к.к.}} = 1,33$.

Здесь и далее рассматривается усреднённое значение частоты коммутаций f ($1 < f \leq 10$ [комм./ч]),

при котором коэффициент количества коммутаций в час $K_f = 1$.

Коэффициент эксплуатации K_z выбирается на основании классификации аппаратуры по ГОСТ РВ 20.39.304-98 [16]. Этот стандарт делит всю аппаратуру на классы и группы в зависимости от объекта размещения и жёсткости условий эксплуатации. Согласно справочнику «Надёжность ЭРИ» [6], K_z показывает, во сколько раз интенсивность отказов в аппаратуре конкретной группы выше, чем в наземной стационарной аппаратуре. В данной работе среднемошнотные реле отнесены именно к этой группе аппаратуры (1.1), что позволяет оценить коэффициент эксплуатации $K_z = 1$.

В качестве приёмки определим военное представительство — 5, что соответствует значению коэффициента приёмки $K_{пр} = 1$.

Итак, по формуле (1) и определённым выше значениям коэффициентов эксплуатационная интенсивность отказов типовых электромагнитных реле средней мощности по справочнику «Надёжность ЭРИ» [6] принимает значение, равное $\lambda_z = 3,4 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.].

Тогда с учётом преобразования в значение, соответствующее стандартным единицам измерения интенсивности отказов ($\lambda(1/ч) = \lambda(1/комм.)f$) и среднему значению частоты коммутаций на подобранном диапазоне (5,5 [комм./ч]), итоговое значение эксплуатационной интенсивности отказов рассматриваемых реле первого типа в стандартных единицах измерения выглядит следующим образом:

$$\lambda_{эРФ2006_1} = 1,87 \cdot 10^{-7}, [1/ч]. \quad (2)$$

Аналогично в соответствии со стандартом «Надёжность ЭРИ» [6] рассчитывается эксплуатационная интенсивность отказов ЭТ токовых реле, относящихся к группе второго типа в разделе «Аппараты электрические низковольтные»:

$$\lambda_z = \lambda_{б.с.г.} K_p K_z K_{пр}. \quad (3)$$

Базовая интенсивность отказов рассчитываемой группы изделий $\lambda_{б.с.г.}$ соответствует значению $0,7 \cdot 10^{-6}$ [1/комм.].

В отличие от электромагнитных реле, которые могут коммутировать десятки раз в час, тепловые реле из-за своих физических свойств (нагрев/остывание биметаллической пластины) зачастую срабатывают реже одного раза в час. В штатном режиме такие реле могут срабатывать несколько раз за день. Рассмотрим группу нижнего уровня ($0,1 < f \leq 1$) для ЭТ реле, что соответствует значению $K_f = 0,1$.

Коэффициенты эксплуатации и приёмки остаются без изменений относительно предыдущей группы реле. Тогда с учётом формулы (3) эксплуатационная интенсивность отказов электротепловых токовых реле второго типа в соответствии со справочником «Надёжность ЭРИ» [6] имеет значение

$$\lambda_{эРФ2006_2} = 7 \cdot 10^{-8}, [1/комм.] = 3,85 \cdot 10^{-8}, [1/ч]. \quad (4)$$

Те же группы реле рассмотрены в [8], где отсутствуют расчётные модели целых групп, однако добавлена возможность расчёта режима хранения. Эксплуатационная интенсивность отказов реле электромагнитных средней мощности рассчитывается по следующей модели:

$$\lambda_z = \lambda_{б.} K_p K_{к.к.} K_z K_{пр}, \quad (5)$$

где $\lambda_{б.}$ — базовая интенсивность отказов реле электромагнитных средней мощности, имеющая значение $0,108 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.].

Для расчёта коэффициента режима и количества задействованных контактов сохраняются все заданные ранее значения с целью дальнейшего аналитического сравнения тренда развития теории надёжности, тогда $K_p = 0,49$, а $K_{к.к.} = 1,33$. Коэффициенты эксплуатации и приёмки остаются без изменений.

Таким образом, с учётом формулы (5), эксплуатационная интенсивность отказов электромагнитных реле средней мощности первого типа, вычисляемая в соответствии с [8], принимает следующие значения:

$$\lambda_{эРФсовр_1} = 7,04 \cdot 10^{-10}, [1/комм.] = 3,87 \cdot 10^{-9}, [1/ч]. \quad (6)$$

Интенсивность отказов ЭТ токовых реле согласно [8] рассчитывается в соответствии со следующей моделью:

$$\lambda_z = \lambda_{б.} K_z K_{пр}. \quad (7)$$

При базовой интенсивности отказов $\lambda_{б.} = 69,93 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.] и с учётом формулы (7) эксплуатационная интенсивность отказов реле второго типа составит $\lambda_{эРФсовр_2} = 6,99 \cdot 10^{-7}, [1/комм.] = 3,84 \cdot 10^{-7}, [1/ч]. \quad (8)$

В [8] определена группа изделий «контакты магнитоуправляемые» (герконовые реле), позволяющая провести сравнение со схожими группами из иностранных справочников. Согласно научно-технической документации (НТД) модель для эксплуатационной интенсивности отказов имеет вид:

$$\lambda_z = \lambda_{б.} K_p K_z K_{пр}. \quad (9)$$

Базовая интенсивность отказов для контактов магнитоуправляемых $\lambda_{б.} = 0,009 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.], а коэффициент режима $K_p = 0,84$. Герконовые реле применяются в изделиях, требующих высокой скорости коммутации, из чего следует необходимость рассмотреть частоту коммутаций в рамках следующей подгруппы: $10 < f \leq 1000$ [комм./ч], тогда в среднем герконовые реле коммутируют 505 раз за час.

Таким образом, с учётом формулы (9) и средней частоты коммутаций реле третьего типа (герконовые реле) эксплуатационная интенсивность отказов принимает следующие значения:

$$\lambda_{эРФсовр_3} = 7,56 \cdot 10^{-11}, [1/комм.] = 3,82 \cdot 10^{-8}, [1/ч]. \quad (10)$$

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗВИТИЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ПОДХОДОВ

Для удобства сравнения расчётные модели для каждой группы изделий, представленной в разных версиях отечественных справочных материалов, сведены в табл. 2.

Как демонстрируется в табл. 2, в [8] не предполагается расчёт усреднённых значений эксплуатационной интенсивности отказов для целых групп изделий. Также в [8] пропадает коэффициент количества коммутаций в час, однако сохраняется влияние среднего числа коммутаций реле в час при преобразовании в стандартные для интенсивности отказов единицы измерения.

Для удобства рассчитанные значения эксплуатационной интенсивности отказов представлены в табл. 3.

Изменения значений эксплуатационной интенсивности отказов при переходе от старого справочника 2006 года [6] к работе [8] объясняются несколькими ключевыми факторами: отсутствием коэффициента количества коммутаций в час в [8] и уменьшением на порядок базовой интенсивности отказов в случае с электромагнитными реле средней мощности.

С учётом формулы (1) и рассчитанных значений эксплуатационной интенсивности отказов определённых групп низковольтных реле (2), (4), (6), (8) и (10) построен наглядный график сравнения зависимостей вероятностей безотказной работы от времени, показанный на рис. 1.

Как видно из рис. 1, значения ВБР в разных публикациях, сильно отличаются. Так, значение ВБР электромагнитных реле средней мощности через 100 тыс. ч работы составит 0,9815 по справочнику [6], а согласно [8] — 0,9996. В то же время по прошествии 200 тыс. ч работы реле значение ВБР оценивается в 0,9633 и 0,9992 по тем же изданиям соответственно.

ВБР электротепловых токовых реле через 100 тыс. ч работы составит 0,9961 по старому справочнику [6], а в [8] — 0,9623. Через 200 тыс. ч работы значения ВБР упадут до 0,9923 и 0,9261 соответственно.

На рис. 2 представлен график для ВБР герконовых реле.

Сопоставление математических моделей и полученных значений (табл. 2 и 3) позволяет выделить ключевые изменения в методологии оценки безотказности, произошедшие с момента выхода справочника «Надёжность ЭРИ» [6] в 2006 г.

В [6] используются базовые интенсивности отказов для целых групп изделий ($\lambda_{б.с.г.}$), усреднённые по широкому классу ЭРИ. В [8] остались только индивидуальные базовые интенсивности ($\lambda_б$) для конкретных типов реле. Как следствие, для электромагнитных реле средней мощности базовая интенсивность отказов снизилась на порядок (с $0,052 \cdot 10^{-6}$

до $0,0108 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.]), отражая повышение надёжности современных изделий. Для ЭТ токовых реле, напротив, базовая интенсивность отказов возросла (с $0,7 \cdot 10^{-6}$ до $69,93 \cdot 10^{-8}$ [1/комм.]), что свидетельствует о пересмотре статистики отказов.

В [8] исключён коэффициент количества задействованных контактов K_f , что приводит к снижению уровня влияния частоты коммутаций, задействованной только при переводе интенсивности отказов в общепринятую единицу измерения [1/ч]. Такой подход делает модель более гибкой: интенсивность отказов на один цикл становится инвариантной, а итог пропорционален частоте работы.

Остальные коэффициенты сохранены в полном объёме, а их расчётные значения практически совпадают.

Принципиальным шагом стало включение в [8] группы «контакты магнитоуправляемые» (герконовые реле), отсутствовавшей в справочнике [6], изданном в 2006 г. Это восполняет пробел в оценке надёжности широко применяемых коммутационных элементов и позволяет проводить прямое сравнение с зарубежными методиками, где герконы присутствуют исторически.

Наблюдаемый тренд состоит в последовательном отказе от агрегированных групповых оценок в пользу

Таблица 2

Расчётные модели интенсивности отказов объектов исследования

Тип реле / Справочник	Надёжность ЭРИ	РФ, современный [8]
Электромагнитные средней мощности	$\lambda_3 = \lambda_{б.с.г.} K_p K_{к.к} K_f K_3 K_{пр}$	$\lambda_3 = \lambda_б K_p K_{к.к} K_3 K_{пр}$
Электротепловые токовые	$\lambda_3 = \lambda_{б.с.г.} K_f K_3 K_{пр}$	$\lambda_3 = \lambda_б K_3 K_{пр}$
Контакты магнитоуправляемые	-	$\lambda_3 = \lambda_б K_p K_3 K_{пр}$

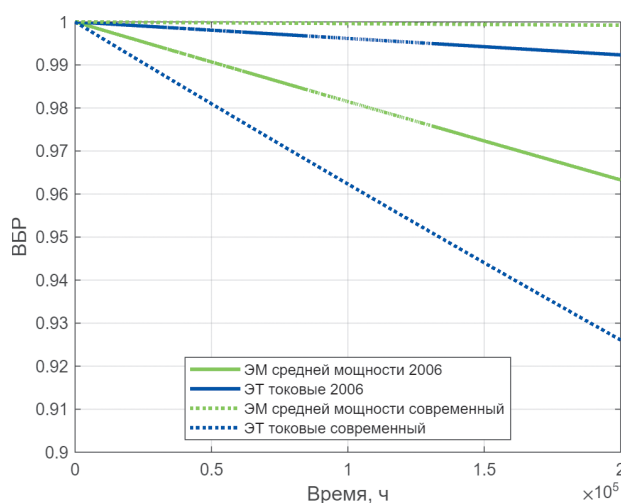
Таблица 3

Эксплуатационная интенсивность отказов объектов исследования

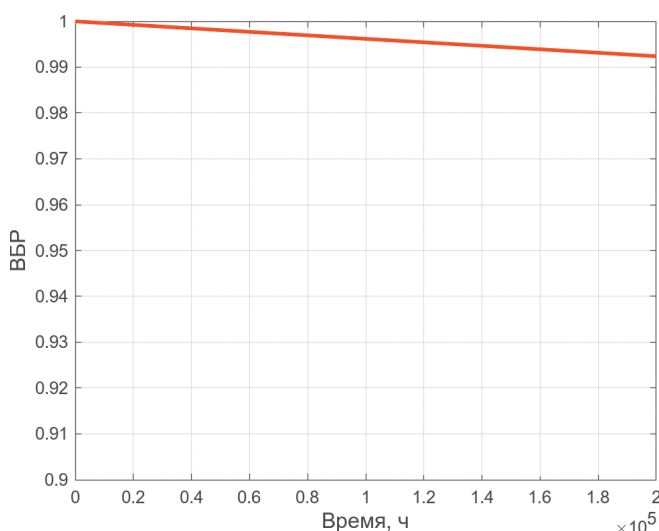
Тип реле / Справочник	Надёжность ЭРИ, [1/ч]	РФ, современный [8], [1/ч]
Электромагнитные средней мощности	$1,87 \cdot 10^{-7}$	$3,87 \cdot 10^{-9}$
Электротепловые токовые	$3,85 \cdot 10^{-8}$	$3,84 \cdot 10^{-7}$
Контакты магнитоуправляемые	-	$3,82 \cdot 10^{-8}$

Рисунок 1

Сравнение ВБР для ЭМ реле средней мощности и ЭТ токовых реле по отечественным справочным данным

**Рисунок 2**

ВБР для контактов магнитоуправляемых [8]



моделей, ориентированных на конкретный тип изделия, и в переходе к расчёту на один цикл коммутации с последующим учётом реальной частоты функционирования. Это соответствует общемировой практике детализации прогнозных моделей, основным примером которой являются американские и французские сборники, рассматриваемые далее.

ИНОСТРАННЫЕ СПРАВОЧНИКИ

Модель оценки интенсивности отказов реле всех типов, представленная в американском сборнике MIL-HDBK-217F [4], выглядит следующим образом:

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_L \pi_C \pi_{Cyc} \pi_F \pi_Q \pi_E \cdot 10^{-6}, [1/ч], \quad (11)$$

где λ_b — базовая интенсивность отказов; π_L — коэффициент нагрузки; π_C — коэффициент количества

и типа контактов; π_{Cyc} — циклический коэффициент; π_F — коэффициент типа нагрузки и конструкции; π_Q — коэффициент качества; π_E — коэффициент среды.

Тип реле характеризует и отечественную, и американскую базовую интенсивность отказов, однако основное отличие состоит в учёте температуры в случае НТД MIL-HDBK-217F, что продемонстрировано в следующей формуле (с учётом максимальной температуры по ТУ, аналогичной подобранной ранее температуре $+85^\circ\text{C}$):

$$\lambda_b = 0,00555 \exp\left(\frac{T_A + 273}{352}\right)^{15,7},$$

т.е. при температуре окружающей среды T_A (ambient temperature) $+40^\circ\text{C}$, аналогичной выбранной ранее $\lambda_b = 0,0065$. Перечисленные выше температуры (максимальная по ТУ $+85^\circ\text{C}$, верхняя рабочая $+40^\circ\text{C}$) в отечественных изданиях характеризуют коэффициент режима.

Коэффициент нагрузки π_L учитывает отношение рабочего тока к номинальному и тип нагрузки, что также характеризует коэффициент режима, указанный в [6] и [8]. В справочнике MIL-HDBK-217F (учитывая стандартное значение активной электрической нагрузки $S=0,7$) предлагается не два (активная и индуктивная), а три вида нагрузки: резистивная (являющаяся активной в справочнике MIL-HDBK-217F, что соответствует подобранной ранее), индуктивная и ламповая. Таким образом,

$$\pi_L = \exp\left(\frac{S}{0,8}\right)^2 = 2,15.$$

Прямым аналогом $K_{к.к}$ является коэффициент количества и типа контактов π_C . Исполнение DPDT (double pole, double throw) полностью соответствует подобранному ранее для отечественных изданий [6] и [8], при таком исполнении $\pi_C = 3$.

Также прямым аналогом коэффициента числа коммутаций в час (K_f) является циклический коэффициент π_{Cyc} , который в данном случае имеет влияние на коэффициент и уровень качества производства. При военном уровне качества для герконовых и электромагнитных реле общего назначения (≥ 1 комм./ч) $\pi_{Cyc} = 10$, для ЭТ реле (< 1 комм./ч) $\pi_{Cyc} = 0,1$.

Коэффициент качества π_Q соответствует отечественному коэффициенту приёмки. При уровне приёмки L (lower military) $\pi_Q = 1,5$.

Коэффициент среды π_E соответствует отечественному коэффициенту эксплуатации, который для группы аппаратуры 1.1 (G_b — ground based) равен 1.

Коэффициент типа нагрузки и конструкции π_F зависит от типа реле и уровня качества производства. Для электромагнитных реле общего назначения $\pi_F = 5$, для тепловых реле $\pi_F = 10$, а для герконовых $\pi_F = 1$.

Таким образом, учитывая формулу (11) и рассчитанные выше коэффициенты:

$$\lambda_{pUSA1991_1} = 3,14 \cdot 10^{-6}, [1/\text{ч}], \quad (12)$$

$$\lambda_{pUSA1991_2} = 6,29 \cdot 10^{-8}, [1/\text{ч}], \quad (13)$$

$$\lambda_{pUSA1991_3} = 6,29 \cdot 10^{-7}, [1/\text{ч}]. \quad (14)$$

Сборник 217F/N2 [5] предполагает расчёты по той же формуле (11), что и предыдущая версия, однако имеет уточнённые значения базовой интенсивности отказов λ_6 . Так, её значение увеличивается до 0,0084.

Тогда, учитывая формулу (11) и остальные коэффициенты, уточнённые эксплуатационные интенсивности отказов выбранных типов реле приобретают следующие значения:

$$\lambda_{pUSA1995_1} = 4,06 \cdot 10^{-6}, [1/\text{ч}], \quad (15)$$

$$\lambda_{pUSA1995_2} = 8,13 \cdot 10^{-8}, [1/\text{ч}], \quad (16)$$

$$\lambda_{pUSA1995_3} = 8,13 \cdot 10^{-7}, [1/\text{ч}]. \quad (17)$$

Современный американский справочник RIAC-HDBK-217Plus [7] содержит новую модель для расчёта эксплуатационной интенсивности отказов реле:

$$\lambda_p = [\pi_G (\lambda_{OB} \pi_{DCO} \pi_{TO} + \lambda_{EB} \pi_{DCN} \pi_{TE} + \lambda_{TCB} \pi_{CR} \pi_{DT}) + \lambda_{IND}] \cdot 10^{-6}, [1/\text{ч}], \quad (18)$$

где π_G — коэффициент зрелости производства, учитывающий снижение отказов по мере накопления опыта; λ_{OB} — базовая интенсивность отказов (эксплуатация); π_{DCO} — коэффициент отказов в рабочем состоянии (эксплуатация); π_{TO} — температурный коэффициент отказов (эксплуатация); λ_{EB} — базовая интенсивность отказов в нерабочем состоянии; π_{DCN} — коэффициент отказов в нерабочем состоянии; π_{TE} — температурный коэффициент отказов в нерабочем состоянии; λ_{TCB} — базовая интенсивность отказов от термоциклирования (тепловых ударов); π_{CR} — коэффициент отказов при изменении скорости изменения температуры; π_{DT} — коэффициент отказов при изменении значений температуры; λ_{IND} — интенсивность отказов (внешние воздействующие факторы).

Новый подход имеет принципиальные изменения: добавлен коэффициент, учитывающий накопленный опыт производителя, который влияет на качество продукции, модель разбита на три основных блока, учитывающих рабочий и нерабочий режимы, а также температурные воздействия, помимо этого в модель включены внешние воздействующие факторы. Каждый коэффициент имеет свою расчётную формулу либо приведён в сводной таблице сборника.

Коэффициент зрелости производства при константе развития производства $\beta=0$, согласно табличным данным справочника, вычисляется как: $\pi_G = \exp(-\beta(Y-1993))=1$, где Y — текущий год.

При показателе рабочего цикла 0,7 (доле времени рабочего состояния среднестатистического реле) коэффициент отказов в рабочем состоянии $\pi_{DCO}=1,37$, а коэффициент отказов в нерабочем состоянии $\pi_{DCN}=0,61$.

Воспроизводимость результатов обеспечивается учётом ранее подобранных параметров в виде единой температуры окружающей среды $+40^\circ\text{C}$. В данном сборнике температура окружающей среды разбивается на рабочую T_{AO} и нерабочую T_{AE} , но целесообразно их взять равными подобранной ранее $+40^\circ\text{C}$, полагая, что эксплуатация и хранение реле происходят в одном помещении. Тогда $\pi_{TO}=\pi_{TE}=7,79$.

Коэффициент CR — прямой аналог рассчитанного ранее числа коммутаций в единицу времени, используемого в данном сборнике, как показатель за год. Преобразуем среднее число выбранных ранее интервалов числа коммутаций для каждого типа реле. Для реле общего назначения ($1 < f \leq 10$) среднее число коммутаций за год — 48180, для тепловых реле ($0,1 < f \leq 1$) — 4818, для герконовых ($10 < f \leq 1000$) — 4423800. Тогда π_{CR} составит 96,36 для реле общего назначения, 9,64 для тепловых и 8847,6 для герконовых.

Коэффициент отказов, связанный с разницей температур, равен нулю при указанном ранее равенстве температур эксплуатации и хранения.

Таким образом, учитывая формулу (18), рассчитанные коэффициенты и предоставленные в таблице справочника [7]:

$$\lambda_{pUSA2006_1} = 7,73 \cdot 10^{-7}, [1/\text{ч}], \quad (19)$$

$$\lambda_{pUSA2006_2} = 2,4 \cdot 10^{-5}, [1/\text{ч}], \quad (20)$$

$$\lambda_{pUSA2006_3} = 1,74 \cdot 10^{-7}, [1/\text{ч}]. \quad (21)$$

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗВИТИЯ АМЕРИКАНСКИХ ПОДХОДОВ

Расчётные модели американских справочников [4, 5, 7] представлены в табл. 4.

Для удобства рассчитанные значения эксплуатационной интенсивности отказов представлены в табл. 5.

Как видно из табл. 4, модели 217F и 217F/N2 структурно идентичны и различаются лишь значениями некоторых постоянных (прежде всего уточнёнными базовыми интенсивностями в новой версии 217F/N2, что приводит к несколько более высоким оценкам λ_p).

Модель 217Plus выделяет три независимых механизма: отказы в рабочем и нерабочем состоянии, а также отказы, вызванные температурными воздей-

ствиями, кроме того, учитывается накопленный опыт производителя и внешние воздействующие факторы. Такой подход позволяет детальнее учесть реальный профиль работы: долю времени под нагрузкой, частоту и амплитуду тепловых смен, эволюцию качества изготовления. Также разделяется рабочее состояние и хранение реле.

Численные результаты демонстрируют два разнонаправленных тренда по сравнению с версиями 217F:

- для герконовых и реле общего назначения 217Plus даёт существенно меньшие оценки интенсивности отказов (в 5-6 раз для реле общего назначения и в 4-5 раз для герконов), что объясняется учётом зрелости производства и, вероятно, более оптимистичными базовыми интенсивностями отказов для хорошо освоенных технологий;
- для тепловых реле картина обратная: оценка 217Plus почти на три порядка выше, чем для предыдущих американских сборников. Столь резкое различие можно объяснить тем, что в модели 217Plus для этого типа реле учитывается деградация биметалла при реальных циклах нагрева-охлаждения.

С учётом формул (11) и (18) и рассчитанных значений эксплуатационной интенсивности отказов определённых групп низковольтных реле ((12)–(17), (19)–(21)) построен наглядный график сравнения зависимостей вероятностей безотказной работы от времени, который показан на рис. 3.

Как видно на рис. 3, вероятность безотказной работы реле средней мощности, оцениваемая сборниками 90-х годов, имеет более низкие значения, чем оценка, полученная по версии справочника 217Plus, выпущенного в 2006 г. Так, через 100 тыс. ч работы ВБР реле по сборнику 217F (1991) упадёт до 0,73, а по второй нотации сборника (1995) — до 0,67. В то же время ВБР по современному справочнику (2006) составит 0,93. При этом электромагнитные реле общего назначения имеют самые низкие показатели ВБР по старым справочникам относительно остальных рассматриваемых типов реле. Так, ВБР по справочнику 1991 года упадёт до значения 0,53 (СМ 1991) через 200 тыс. ч работы, а значение, рассчитанное по 217F/N2, опустится ниже 0,5 за 170,5 тыс. ч (СМ 1995). Показатель надёжности, рассчитанный по современному справочнику, после 200 тыс. ч работы составит 0,86 (СМ 2006).

Самый резкий спад ВБР наблюдается у тепловых реле по современной документации 2006-го года. Только в этом случае значения ВБР ухудшились по справочнику 217Plus: за 4,4 тыс. ч значение ВБР снизилось до 0,9, а за 28,8 тыс. ч оно стало меньше 0,5. В то же время значения ВБР, рассчитанные по старым НТД, близки: за 100 тыс. ч работы ВБР реле опустится до 0,99, а за 200 тыс. ч работы — до 0,97.

Таблица 4

Расчётные модели интенсивности отказов объектов исследования

Тип реле / Справочник	MIL-HD-BK-217F	MIL-HD-BK-217F/N2	RIAC-HDBK-217Plus
Электромагнитные средней мощности	$\lambda_b \pi_L \pi_C \pi_{CYC} \pi_F \pi_Q \pi_E$		$\pi_G (\lambda_{OB} \pi_{DCO} \pi_{TO} + \lambda_{EB} \pi_{DCN} \pi_{TE} + \lambda_{TCB} \pi_{CR} \pi_{DT}) + \lambda_{IND};$ $\lambda_b \pi_L \pi_C \pi_{CYC} \pi_F \pi_Q \pi_E$
Электротепловые токовые			
Контакты магнитоуправляемые			

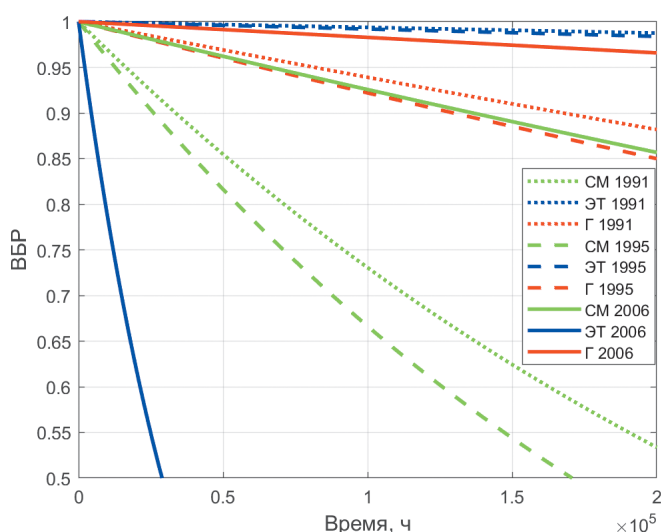
Таблица 5

Эксплуатационная интенсивность отказов объектов исследования

Тип реле / Справочник	MIL-HDBK-217F [1/ч]	MIL-HD-BK-217F/N2 [1/ч]	RIAC-HDBK-217Plus [1/ч]
Электромагнитные средней мощности	$3,14 \cdot 10^{-6}$	$4,06 \cdot 10^{-6}$	$7,73 \cdot 10^{-7}$
Электротепловые токовые	$6,29 \cdot 10^{-8}$	$8,13 \cdot 10^{-8}$	$2,4 \cdot 10^{-5}$
Контакты магнитоуправляемые	$6,29 \cdot 10^{-7}$	$8,13 \cdot 10^{-7}$	$1,74 \cdot 10^{-7}$

Рисунок 3

Сравнение ВБР для подобранных типов реле (средней мощности (СМ), ЭТ и герконовых (Г)) по американским справочникам



ВБР герконовых реле за 100 тыс. ч работы по версиям справочников 217F и 217F/N2 составит 0,94 и 0,92 соответственно. За то же время по расчётам справочника 217Plus ВБР снизится до 0,98.

Таким образом, американские нормативные документы демонстрируют не просто смену цифр, а принципиальное изменение требований к исходным данным. Если справочники MIL-HDBK-217F и 217F/N2 позволяют получить оценку, задав лишь тип реле, температуру и нагрузку, то справочник RIAC-HDBK-217Plus делает прогноз чувствительным к деталям эксплуатационного профиля: числу коммутационных циклов, доле времени под током, размаху температурных колебаний. Это означает, что одно и то же тепловое реле может получить как очень низкую (при частых термоциклах), так и достаточно высокую (при редких включениях) расчётную надёжность — результат полностью определяется корректностью задания параметров, а не только выбором справочника. Следовательно, применение справочника 217Plus оправдано прежде всего тогда, когда известен реальный профиль работы изделия; в противном случае модель может дать неоправданно пессимистичную или оптимистичную оценку.

АЛЬТЕРНАТИВНЫЙ ПОДХОД

Французская методология FIDES не предполагает разделения реле на конкретные типы и содержит в себе исключительную категорию электромеханического реле (electromechanical). Различия между типами реле закладываются через параметры нагрузки, число контактов и конструктивные особенности.

Вместо фиксированного коэффициента качества вводится фактор, вычисляемый по результатам анкетирования предприятия-изготовителя и учитывающий зрелость технологии, качество проектирования, производства и сопровождения.

Модель, предусмотренная методологией, включает факторы, отражающие механические воздействия (вибрация, удары), влажность, термоциклирование и даже специфику применения, что делает её гораздо более чувствительной к реальным условиям эксплуатации, но одновременно резко увеличивает объём исходных данных по сравнению с остальными стандартами.

Итак, интенсивность отказов реле, согласно методологии FIDES, вычисляется по следующей формуле:

$$\lambda = \lambda_{Physical} \cdot P_{PM} \cdot P_{Progress}$$

где $\lambda_{Physical}$ — физическая интенсивность отказов; P_{PM} — коэффициент контроля качества и технического контроля производства элемента; $P_{Progress}$ — коэффициент контроля качества и технического контроля процесса разработки, производства и использования изделия, содержащего элемент.

Физическая интенсивность отказов $\lambda_{Physical}$ может быть рассчитана по формуле:

$$\lambda_{Physical} = \lambda_{0\,Relay} \sum_i^{Phases} [(t_{annual} / 8760)_i \times (\Pi_{Thermal} + \Pi_{electrical} + \Pi_{TCy} + \Pi_{Mechanical} + \Pi_{RH})_i (\Pi_{Induced})_i],$$

где $\lambda_{0\,Relay}$ — базовая интенсивность отказов; t_{annual} — время, связанное с каждой фазой работы устройства в течение года, ч; $\Pi_{Thermal}$ — коэффициент учёта термоэлектрических воздействий; $\Pi_{electrical}$ — коэффициент учёта электрических воздействий; Π_{TCy} — коэффициент учёта термомеханических воздействий; $\Pi_{Mechanical}$ — коэффициент учёта механических воздействий; Π_{RH} — коэффициент учёта влажностных воздействий; $\Pi_{Induced}$ — коэффициент вклада индуцированных факторов (также называемых перегрузками), присущих данной области применения. Все эти коэффициенты вычисляются по табличным данным при наличии у производителя необходимой базы данных.

Коэффициент контроля качества и технического контроля производства элемента P_{PM} рассчитывается по формуле

$$P_{PM} = \exp(\delta_1(1 - Part_{Grade}) - \alpha_1),$$

где δ_1 и α_1 — корреляционные факторы влияния качества производства на надёжность реле; $Part_{Grade}$ — коэффициент, который вычисляется по балльной системе.

Коэффициент контроля качества и технического контроля процесса разработки, производства и использования изделия $P_{Process}$ вычисляется посредством использования методики аудита для достоверного контроля качества производства на каждой стадии технологического процесса по формуле

$$P_{Process} = \exp(\delta_2(1 - Process_{Grade})),$$

где δ_2 — корреляционный фактор; $Process_{Grade}$ — коэффициент, вычисляемый посредством анкетирования производителя с целью учёта качества производства.

Полноценный расчёт по методологии FIDES возможен только при наличии конкретной анкеты предприятия-изготовителя.

Методология FIDES продолжает и доводит до логического завершения тенденцию, наметившуюся в справочнике RIAC-HDBK-217Plus. Помимо температуры и электрической нагрузки, в физическую интенсивность отказов входят механические перегрузки, влажность и термоциклирование, причём для каждой фазы работы изделия они задаются отдельно. Это превращает прогноз из точечной оценки в расчёт, чувствительный к реальному влиянию факторов на различных стадиях жизненного цикла изделия.

Вместо табличных коэффициентов качества вводится балльная система $Part_{Grade}$ и $Process_{Grade}$, основанная на анкетировании производителя и анализе зре-

Таблица 6

Эксплуатационная интенсивность отказов объектов исследования

Тип реле / Справочник	Надёжность ЭРИ, [1/ч]	РФ, современный [8], [1/ч]	MIL-HDBK-217F [1/ч]	MIL-HDBK-217F/N2 [1/ч]	RIAC-HDBK-217Plus [1/ч]
Электромагнитные средней мощности	$1,87 \cdot 10^{-7}$	$3,87 \cdot 10^{-9}$	$3,14 \cdot 10^{-6}$	$4,06 \cdot 10^{-6}$	$7,73 \cdot 10^{-7}$
Электротепловые токовые	$3,85 \cdot 10^{-8}$	$3,84 \cdot 10^{-7}$	$6,29 \cdot 10^{-8}$	$8,13 \cdot 10^{-8}$	$2,4 \cdot 10^{-5}$
Контакты магнитоуправляемые	-	$3,82 \cdot 10^{-8}$	$6,29 \cdot 10^{-7}$	$8,13 \cdot 10^{-7}$	$1,74 \cdot 10^{-7}$

Рисунок 4

Сравнение ВБР электромеханических реле средней мощности

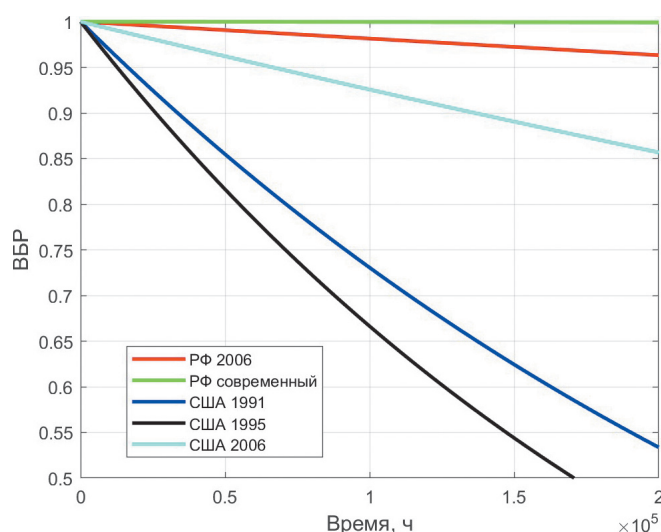
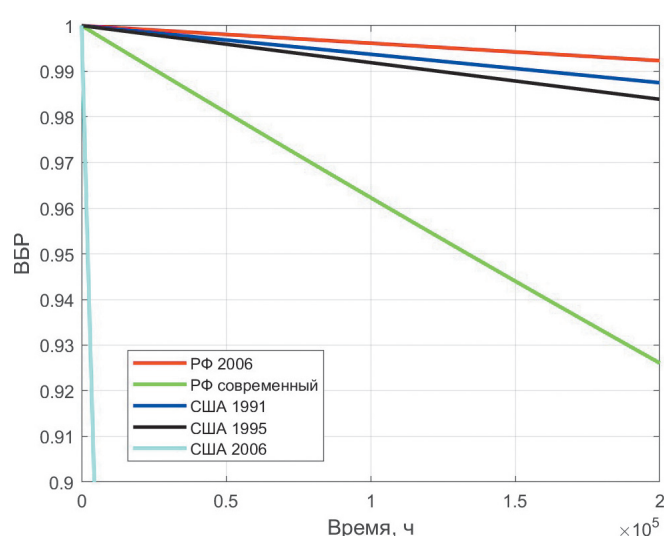


Рисунок 5

Сравнение ВБР электротепловых токовых реле



лости технологических процессов. Таким образом, надёжность компонента явно связывается с культурой производства и проектными практиками.

Коэффициенты Π_{PM} (коэффициент контроля качества и технического контроля производства) и $\Pi_{Process}$ (коэффициент контроля качества и технического контроля процесса разработки) позволяют разграничить ответственность и адресно управлять надёжностью на разных этапах жизненного цикла.

Эти особенности делают FIDES самой гибкой, но и самой требовательной к входным данным методикой. Её появление знаменует переход от вероятностного прогнозирования к управлению надёжностью на основе физики отказов и методики аудита предприятий-производителей.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Все значения интенсивностей отказов, полученные в результате расчётов по отечественным и иностранным изданиям разных годов, сведены в табл. 6.

На основе рассчитанных значений построены графики зависимости ВБР для каждого типа реле, представленные на рис. 4–6.

Рисунок 6

Сравнение ВБР контактов магнитоуправляемых

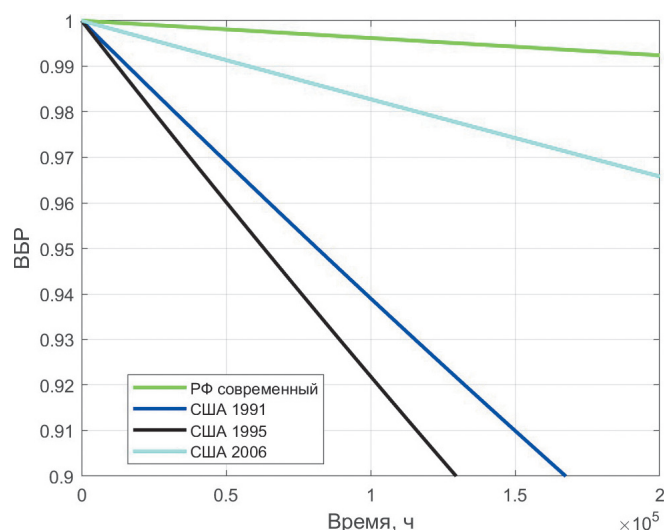


Таблица 7

Матрица выбора справочника для оценки надёжности реле

Критерий	ЭРИ	РФ, современный [8]	MIL-HDBK-217F/N2	RIAC-HDBK-217Plus	FIDES guide 2009
Удобство и скорость расчёта	4/5	4/5	5/5	3/5	2/5
Требуемый объём исходных данных	минимальный	малый	минимальный	средний	очень большой
Дифференциация типов реле	групповая	групповая	множество подтипов	минимум подтипов	единая модель
Применимость для современных технологий	низкая	высокая	низкая	высокая	очень высокая

Для электромагнитных и герконовых реле эволюция стандартов привела к значительному снижению прогнозируемой интенсивности отказов, причём отечественная и американская модели демонстрируют схожесть результатов. Для тепловых реле, напротив, учёт реальных термомеханических нагрузок вызвал снижение ВБР.

Матрица выбора по ключевым критериям представлена в табл. 7.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ эволюции стандартов безотказности электрорадиоизделий за 35 лет выявил устойчивый тренд: переход от статических групповых моделей к индивидуальным многофакторным моделям, основанным на физике отказов. Взамен усреднённых групповых интенсивностей отказов вводятся индивидуальные базовые интенсивности отказов для конкретных типов реле, что повышает точность прогноза и отражает реальный рост безотказности освоенных конструкций (особенно для электромагнитных и герконовых реле). Современные методики (217Plus, отчасти FIDES) разделяют влияние рабочего режима, хранения и термоциклирования на общую надёжность системы, позволив выявить критические факторы

для тепловых реле, ранее недооценённые. Введение факторов зрелости и аудиторских оценок связывает прогноз с уровнем технологии, делая модель чувствительной к совершенствованию производства. Инженер получает инструмент не просто для расчёта, а для управления надёжностью — через варьирование профиля эксплуатации и выбор поставщиков. Платой за возросшую точность служит резко увеличившаяся потребность в достоверных исходных данных; выбор справочника должен определяться балансом между доступностью информации и требуемой точностью, как показано в табл. 7.

Для быстрых консервативных оценок при ограниченных данных подходят справочники MIL-HDBK-217F/N2 или «Надёжность ЭРИ». Сбалансированный прогноз с учётом реального профиля работы ЭРИ дают работа «Определение современных показателей надёжности устройств релейной защиты и автоматики» [8] и справочник RIAC-HDBK-217Plus. Для высоконадёжных систем с возможностью аудита производства оптимален справочник FIDES guide 2009.

Исследование осуществлено в рамках Программы фундаментальных исследований НИУ ВШЭ (HSE-BR-2025-004).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Reliable switching for the world's most demanding applications / Delcon (сайт). – <https://delcon.fi/applications/> (дата обращения: 15.04.2026).
2. **Хасаншин, Т.Л.** Релейная защита и автоматика в современных энергосистемах / Т.Л. Хасаншин, И.С. Метелев // Школа молодых новаторов. – 2025. – Т. 1. – С. 408-410.
3. ГОСТ Р 27.102-2021. Надежность в технике. Надежность объекта. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2021. – 40 с.
4. MIL-HDBK-217F. Military handbook. Reliability prediction of electronic equipment. – Washington DC: Department of Defence, 1991. – 205 p.
5. MIL-HDBK-217F Notice 2. Military handbook. Reliability prediction of electronic equipment. – Washington DC: Department of Defence, 1995. – 80 p.
6. Надежность электрорадиоизделий: справочник. – М., 2006. – 641 с.
7. RIAC-HDBK-217Plus. Handbook of 217Plus reliability prediction models. – USA, Department of Defence, RIAC, 2006. – 182 p.
8. **Виноградов, А.В.** Определение современных показателей надежности устройств релейной защиты и автоматики / А.В. Виноградов, А.А. Лансберг, Ю.Д. Волчков, А.В. Виноградова // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2023. – Т. 25, № 2. – С. 58-70.
9. FIDES guide 2009. Edition A. Reliability Methodology for Electronic Systems. – FIDES Group, 2009. – 465 p.
10. **Фам, С.Х.** Оценка наработки до отказа функциональных узлов электронных средств на основе виртуальных испытаний / С.Х. Фам, А.В. Долматов, С.У. Увайсов и др. // Электросвязь. – 2026. – № 3. – С. 73-82.
11. **Кашкаров, Д.В.** Модель и метод оценки надежности сетей связи пятого и последующих поколений / Д.В. Кашкаров // Электросвязь. – 2022. – № 5. – С. 22-26.
12. **Рогулина, Л.Г.** Принципы автоматизированного проектирования установок электропитания повышенной надежности / Л.Г. Рогулина // Электросвязь. – 2012. – № 3. – С. 62-64.
13. **Пальцин, Д.А.** Эксплуатационная надежность сетей связи при окончании срока службы оптических кабелей / Д.А. Пальцин // Электросвязь. – 2023. – № 8. – С. 42-48.
14. **Гавва, В.Ю.** История развития теории надежности / В.Ю. Гавва // Инновационные решения социальных, экономических и технологических проблем современного общества. – 2021. – Т. 8. – С. 88-91.
15. ГОСТ 15150-69. Машины, приборы и другие технические изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды. – М.: Стандартинформ, 2010. – 71 с.
16. ГОСТ РВ 20.39.304-98 Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования стойкости к внешним воздействующим факторам. – М.: Госстандарт России, 1998. – 68 с.

*Получено 03.08.2026;
принято к печати 07.08.2026*

Development of approaches to assessing electrical and radio components reliability over the last 35 years

A.A. Kostyuk, National Research University Higher School of Economics (HSE University), postgraduate; aakostyuk@hse.ru

S.N. Polesky, HSE University, associate professor, Ph.D.; spolessky@hse.ru

P.S. Korolev, HSE University, associate professor, Ph.D.; pskorolev@hse.ru

L.O. Myrova, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), professor, Dr.Sci.(Tech.); myrovalo@nic-t.ru

Abstract. A comparative analysis was conducted of approaches to assessing the reliability of low-voltage relays as described in six domestic and foreign reference manuals from 1991 to present time. Based on functional-physical mapping, electromagnetic, electrothermal current, and magnetically controlled relays were identified; for these, failure rates were calculated under uniform initial conditions, and failure-free operation probabilities were plotted. A shift from group-averaged models to failure physics models has been established. Quantitative discrepancies between the reference manuals have been identified: for electromagnetic and reed relays, the reliability estimates in modern editions are shifted toward higher reliability compared to the initial versions of the American manual; for thermal relays, the inclusion of thermal cycling in the updated foreign methodology leads to higher calculated failure values, whereas the Russian manual yields intermediate results relative to the entire set of sources consulted. A handbook selection matrix has been developed.

Keywords: operational failure rate, electromagnetic relays, thermal relays, reed relays, reliability standards, comparative analysis.

For citation: Kostyuk, A.A. Development of approaches to assessing electrical and radio components reliability over the last 35 years / A.A. Kostyuk, S.N. Polesky, P.S. Korolev, L.O. Myrova // *Electrosvyaz*. – 2026. – No. 8. – P. 86-98. (in russian)

REFERENCES

1. Reliable switching for the world's most demanding applications / Delcon (website). – <https://delcon.fi/applications/>.
2. **Khasanshin, T.L.** Relay protection and automation in modern power systems / T.L. Khasanshin, I.S. Metelev // School of young innovators. – 2025. – Vol. 1. – P. 408-410. (in russian)
3. GOST R 27.102-2021. Reliability in Engineering. Facility Reliability. Terms and Definitions. – Moscow: Standartinform, 2021. – 40 p. (in russian)
4. MIL-HDBK-217F. Military handbook. Reliability prediction of electronic equipment. – Washington DC: Department of Defence, 1991. – 205 p.
5. MIL-HDBK-217F Notice 2. Military handbook. Reliability prediction of electronic equipment. – Washington DC: Department of Defence, 1995. – 80 p.
6. Reliability of electronic and radio products: handbook. – Moscow, 2006. – 641 p. (in russian)
7. RIAC-HDBK-217Plus. Handbook of 217Plus reliability prediction models. – USA, Department of Defence, RIAC, 2006. – 182 p.
8. **Vinogradov, A.V.** Determination of modern reliability indicators of relay protection and automation devices / A.V. Vinogradov, A.A. Lansberg, Yu.D. Volchkov, A.V. Vinogradova // Power engineering: research, equipment, technology. – 2023. – Vol. 25, No. 2. – P. 58-70. (in russian)
9. FIDES guide 2009. Edition A. Reliability Methodology for Electronic Systems. – FIDES Group, 2009. – 465 p.
10. **Pham, X.H.** Estimation of the time-to-failure of functional units of electronic equipment based on virtual testing / X.H. Pham, A.V. Dolmatov, S.U. Uvaysov et al. // Electrosvyaz. – 2026. – No. 3. – P. 73-82. (in russian)
11. **Kashkarov, D.V.** Model and method for estimation of reliability of 5G and beyond networks / D.V. Kashkarov // Electrosvyaz. – 2022. – No. 5. – P. 22-26. (in russian)
12. **Rogulina, L.G.** Principles of automated design of high-reliability power supply installations / L.G. Rogulina // Electrosvyaz. – 2012. – No. 3. – P. 62-64. (in russian)
13. **Paltsin, D.A.** Operational reliability of communication networks at the end of the service life of optical cables / D.A. Paltsin // Electrosvyaz. – 2023. – No. 8. – P. 42-48. (in russian)
14. **Gavva, V.Yu.** History of the development of reliability theory / V.Yu. Gavva // Innovative solutions to the social, economic, and technological problems of modern society. – 2021. – No. 8. – P. 88-91. (in russian)
15. GOST 15150-69. Machines, devices, and other technical products. Designs for various climatic regions. categories, operating, storage, and transportation conditions in terms of the impact of climatic environmental factors. – Moscow: Standartinform, 2010. – 71 p. (in russian)
16. GOST RV 20.39.304-98. Integrated system of general technical requirements. Military apparatus, devices, instruments, and equipment. Requirements for resistance to external factors. – Moscow: Gosstandart of Russia, 1998. – 68 p. (in russian)

$P(f) = |S(f)|^2$

$P(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S(n)|^2$



elsv.ru

105 064, РОССИЯ,
МОСКВА, УЛ. КАЗАКОВА, 16

+7 (495) 647-17-77

INFO@ELSV.RU



electrosvyazmagazine



Национальный
исследовательский
центр телекоммуникаций



Ежегодная научно-техническая конференция

Ключевые проблемы и перспективы развития телекоммуникаций в Российской Федерации

10 сентября
2026
года

ТЕМЫ КРУГЛЫХ СТОЛОВ:



1 Спутниковые и гибридные сети



2 Технологии беспроводной широкополосной связи



3 Искусственный интеллект и цифровые сервисы



4 Эффективное управление частотным ресурсом, ЭМС и ЭМБ



ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Минцифры России
- ФГАУ «НИЦ Телеком»
- Российская академия наук
- ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН



АДРЕС ПРОВЕДЕНИЯ:

Москва, Измайловское шоссе,
71, корпус 3В
Отель и Конгресс-центр
«Вега» Измайлово»