ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙНАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ, ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ

09 | 2026

ЧЕЛОВЕЧЕСКИЙ ФАКТОР В МИРЕ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА



СЕТИ И УСЛУГИ XXI ВЕКА

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ЦИФРОВЫХ ДВОЙНИКОВ В УПРАВЛЕНИИ ИНФОКОММУНИКАЦИЯМИ 13

СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТЯЖЕЛЫХ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ НА ГСО 30

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

МЕТОДЫ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ НЕСИГНАТУРНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КИБЕРУГРОЗ 84

ISNN 0013-5771

МЕТРАНОМ

база данных перенесенных номеров

Переходи к любому оператору со своим любимым номером!

bdpn.ru

Преимущества портала МеТраНом

- **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 твоем 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

СОДЕРЖАНИЕ

НАУКА

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

2 Антонович П.И., Кизима С.В.
Цифровая трансформация и проблематика внедрения систем с искусственным интеллектом

СЕТИ И УСЛУГИ XXI ВЕКА

13 Гольдштейн Б.С., Кисляков С.В.
Модели и методы Digital Twins в управлении инфокоммуникациями пост-NGN

23 Глушак Е.В.
Разработка и исследование метода оценки эффективности системы перераспределения потоков трафика между облачными и туманными уровнями обработки

СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ

30 Ментус О.В.
Современное состояние проблемы обеспечения эффективности тяжелых систем спутниковой связи на геостационарной орбите

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

41 Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Резнев А.А.
Компромисс между помехоустойчивостью, спектральной эффективностью и вычислительной сложностью в системах связи с использованием технологий DFTN, MdM и MIMO

52 Волчков В.П., Санников В.Г.
Вычислительно эффективные алгоритмы представления дискретных сигналов в базисе функций Хартли-Габора

63 Леохин Ю.Л., Мыров Д.О., Быватов С.Ю.
Исследование применимости сверточных и рекуррентных нейронных сетей для управления спутниковым каналом связи в условиях радиопомех

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

75 Шеремет Д.А., Носенко В.А., Силаев А.А.
Экспериментальное исследование применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

84 Соколов С.С., Лаута О.С., Куракин А.С., Крамской Н.Н., Кочин В.П.
Применение методов машинного обучения для несигнатурного обнаружения киберугроз на основе анализа метаданных сетевой телеметрии

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

92 Захаренков К.А.
Временные амплитудные искажения сигнала, вызванные вынужденным рассеянием Мандельштама–Бриллюэна в оптических системах передачи

CONTENTS

2 ANTONOVICH P.I., KIZIMA S.V.
Digital transformation and the challenges of implementing artificial intelligence systems

13 GOLDSTEIN B.S., KISLYAKOV S.V.
Models and methods of digital twins in B5G/6G telecommunications management

23 GLUSHAK E.V.
Development and research of a method for assessing the effectiveness of a traffic flow redistribution system between cloud and fog processing layers

30 MENTUS O.V.
Current state of the problem of ensuring the effectiveness of heavy satellite communication systems in geostationary orbit

41 BAKULIN M.G., KREYNDELIN V.B., REZNEV A.A.
Trade-off between error performance, spectral efficiency, and computational complexity in communication systems based on DFTN, MdM, and MIMO technologies

52 VOLCHKOV V.P., SANNIKOV V.G.
Computationally efficient algorithms for representing discrete signals in the basis of Hartley-Gabor functions

63 LEOKHIN Yu.L., MYROV D.O., BYVATOV S.Yu.
Investigation of the applicability of convolutional and recurrent neural networks for satellite communication channel control under radio interference conditions

75 SHEREMET D.A., NOSENKO V.A., SILAEV A.A.
Experimental study of the applicability of optical and radio frequency identification of moving steel pipes

84 SOKOLOV S.S., LAUTA O.S., KURAKIN A.S., KRAMSKOY N.N., KOCHIN V.P.
Application of machine learning methods for non-signature detection of cyber threats based on the analysis of network telemetry metadata

92 ZAKHARENKOV K.A.
Temporal amplitude distortions caused by stimulated Brillouin scattering in optical transmission systems

ISSN 0013-5771
ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 2026, No 9. 1-104

Главный редактор: А.С. Аджемов, д.т.н.
Зам. главного редактора: Л.О. Мырова, д.т.н.

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, д.т.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 No 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

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 14.09.2026 Подписано в печать 29.09.2026
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

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

Цифровая трансформация и проблематика внедрения систем с искусственным интеллектом

П.И. Антонович, АО «НИИ ТП», заместитель генерального конструктора по информационным системам специального назначения, доцент, д.воен.н.; p.i.antonovich@niitp.ru
С.В. Кизима, ФГАУ НИЦ Телеком, директор Центра разработки и развития телекоммуникационных сервисов, эксперт МСЭ, доцент, д.т.н.; kizimasv@nic-t.ru

УДК 654.01, 004.891 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.001

Аннотация. *Рассмотрены особенности информационной стадии развития цифрового общества в условиях специфики современных информационных технологий и социума. Рассмотрены проблемные вопросы цифровизации, цифровой трансформации и внедрения сложных интеллектуальных систем с искусственным интеллектом. Предложены подходы к решению проблем внедрения систем с искусственным интеллектом.*

Ключевые слова: *цифровое общество, цифровизация, цифровая трансформация, информационные технологии, сложные интеллектуальные системы, искусственный интеллект, проблемы внедрения.*

Для цитирования: *Антонович, П.И. Цифровая трансформация и проблематика внедрения систем с искусственным интеллектом / П.И. Антонович, С.В. Кизима // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 2-12.*

ВВЕДЕНИЕ

Современное общество характеризуется переходом в информационную стадию развития. Происходит повсеместное внедрение информационных цифровых и компьютерных технологий во все сферы жизни и деятельности цифрового общества и цифровой экономики. Данный процесс именуют четвертой промышленной революцией [1, 2], сопровождающейся ростом значения информации как ресурса, глобализацией информационного пространства, применением во всех сферах жизни информационных компьютерных технологий, переформатированием процессов взаимодействия государственных и общественных структур посредством электронного документооборота, виртуализацией научных и образовательных платформ, появлением новых «информационных» сфер экономики и видов деятельности, трансформацией форм информационного взаимодействия между физическими лицами и информационными системами.

Всеобъемлющая информатизация, базирующаяся на стремительном развитии микроэлектроники, телекоммуникаций и компьютерных информационных технологий, принимает в настоящее время формы тотальной цифровизации ресурсов, информационных потоков и цифровой трансформации процессов управления, касаясь всех сфер и процессов жизни человека и общества в целом. Особенно ярко и наглядно эти процессы проявляются в области связи, телекоммуникаций и компьютерных технологий.

Вместе с тем все условно «выверенные» долгосрочные планы развития общества могут подвергнуться существенной коррекции. Это наглядно продемонстрировала пандемия COVD-19. В подобной дестабилизирующей роли также может выступить масштабный военный/экономический/политический кризис, глобальный катаклизм, экологическая катастрофа и т.п. При этом следует учитывать, что такого рода явления иногда могут иметь в том числе и определенный позитивный эффект. В частности, пандемия с одной стороны парализовала на некоторое время экономику ведущих мировых государств и на определенный период разрушила привычный образ жизни миллионов людей, а с другой – выступила в роли катализатора изменений в сфере информационных технологий, управления, медицины и образования [3].

ДИАЛЕКТИКА ЦИФРОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЦИФРОВОГО ОБЩЕСТВА

Законы развития социума определяют, что экономика, экономические интересы и экономическая целесообразность становятся локомотивом, тянущим за собой остальные сферы жизни. В этой связи мы можем наблюдать фундаментальную трансформацию моделей ведения деятельности в экономической и финансовой областях и модификацию формата политических мероприятий, существенное изменение оборонных технологий, отношений в социуме, в сфере оказания услуг, в медицине и образовании. Возни-

кают новые отрасли жизни и деятельности, для которых цифровые технологии становятся одновременно сферой применения сил, инструментом и результатом деятельности, а привычные и традиционные сферы либо исчезают, либо получают новые формы и содержание. Пример – разработчики различных программных продуктов для цифровых сервисов. В этом случае сфера деятельности – информационные технологии, инструментарий – среда разработки и язык программирования, результат – программный продукт.

В связи с развитием цифровых информационных технологий в ряде случаев значительно сокращается или полностью исчезает потребность в некоторых традиционных видах деятельности. Например, стали менее востребованными профессии, связанные с рутинными действиями: операторы служб технической поддержки и обработки заявок/заказов, контролеры различных процессов, почтальоны, библиотекари, кассиры, работники логистических центров, сотрудники, занимающиеся сбором и обработкой данных, переводчики (начального технического уровня), расшифровщики аудиозаписей, наборщики текстов и некоторые другие.

Формируются и развиваются новые каналы взаимодействия поставщиков и потребителей услуг/товаров. Практически все крупные организации и компании имеют электронные каналы взаимодействия, онлайн-платформы, мобильные приложения, чат-боты для поддержки. Сейчас ни у кого не вызывает удивления персонализация взаимодействия, когда на обращение по телефону электронный помощник, имитируя поведение человека, обращается к позвонившему по имени, а благодаря анализу больших данных оперативно подбираются индивидуальные решения.

Значительно изменились процедуры аренды жилья, заказа гостиниц и организации туризма и отдыха. Онлайн-кинотеатры и стриминговые сервисы существенно изменили традиционную киноиндустрию как в части создания фильмов, так и их проката.

Привычными стали онлайн-образование, телемедицина, цифровые платформы для госуслуг. В промышленности проводится масштабная роботизация, сокращающая число людей-сборщиков на производственных линиях, а в производственные процессы внедряются цифровые двойники, интеллектуальные системы управления и поддержки принятия решения.

Чаще всего цифровые информационные технологии не уничтожают какую-то сферу и связанные с ней профессии, а запускают сложный процесс адаптации, трансформируют её, придавая новые черты.

Одновременно наблюдается появление новых профессий, требующих совершенно других навыков, например, в области перспективных технологий связи и телекоммуникаций, программирования, кибербезопасности и искусственного интеллекта (ИИ).

Происходит повсеместная цифровая трансформация моделей ведения экономической и финансовой деятельности, видоизменение формата общественных и политических мероприятий, существенная модификация технологий в сферах обороны, охраны общественного порядка, оказания услуг, в медицине, в образовании, в социальных коммуникациях и других областях. В результате телекоммуникации и связь, в частности, и в целом цифровые информационные технологии определяют фундаментальную траекторию развития как мировой экономики, так и экономики отдельных стран и их социума. В ближайшем будущем развитие телекоммуникационной инфраструктуры и цифровой экономики, повсеместное широкое использование передовых высокоэффективных цифровых технологий будут определять не только конкурентоспособность компаний и отраслей промышленности, но и уровень экономического развития всего государства и общества, что, в конечном счете, обусловит их роль, место и влияние на мировой арене [4, 5].

Ряд современных цифровых технологий в силу своей революционности, масштабности и одновременного влияния на многие сферы жизни и деятельности в рамках сложившейся в научном сообществе терминологии получили наименование сквозных. В первую очередь данный термин применим к следующим сферам: разработка и внедрение передовых технологий беспроводной связи и передачи данных (в первую очередь – 5G/6G); технологии облачных/туманных и распределенных вычислений (cloud/fog computing, grid computing); технологии сбора и обработки больших данных (Big Data); концепция и технологии интернета вещей (Internet of Things, IoT); когнитивные технологии, интеллектуальные системы (экспертные справочные системы, системы поддержки принятия решений), системы ИИ различного назначения, нейросетевые структуры; робототехника; сети (системы) распределённого реестра (блокчейна); цифровые двойники (Digital Twin); виртуальная и дополненная реальность и др.

При этом диалектический процесс развития приводит к трансформации сущности и содержания самого понятия технология. Применительно к современному обществу технология – это уже не столько «способ преобразования вещества, энергии, информации в процессе изготовления продукции, обработки и переработки материалов, сборки готовых изделий, контроля качества, управления» [6], а скорее более общее «применение научного знания для решения практических задач» [7].

Безусловно, технологии воплощают в себе, применительно к уровню развития науки и техники, реализуемые методы, приемы, режим работы, последо-

вательность операций и процедур, тесно связанные с применяемыми средствами, оборудованием, инструментами, используемыми материалами. Однако, применительно к современности, во многих случаях «информация» (сведения (сообщения, данные) независимо от формы их представления [8]), помимо «традиционного» значения и смыслового содержания, становится «материалом для обработки», переведённым в цифровую форму, а существующие «производственные процессы» дополняются специфическим цифровым инструментарием. В свою очередь, отражение реальных материальных ресурсов и финансовых средств в цифровом виртуальном пространстве делают информацию всё более и более значимым объемным активом, обладание которым становится ключевым фактором достижения высокого уровня развития фактически для любой структуры (компании, организации, органа власти или государства).

Складывающуюся в настоящее время ситуацию характеризует цитата: «Технологии и общество взаимно формируют друг друга. Мы являемся продуктом наших технологий в той же степени, в какой они являются создаваемым нами продуктом» [2]. То есть технологии и общество находятся в диалектической взаимосвязи.

С одной стороны, человеческое общество является создателем (разработчиком) разнообразных технологий, исходя из своих целей и задач (потребностей), знаний, ресурсной базы, а также культурных, этических и моральных приоритетов (ценностей). Однако появившиеся технологии меняют уровень и масштабы производства и складывающиеся экономические отношения и связи, уклад жизни и способы взаимодействия, ритм жизни, привычки и приоритеты в социальной сфере. Так, например, развитие технологий сотовой связи и широкая доступность интернета трансформировали время суточной активности (сон/бодрствование) и концентрацию внимания человека, объемы и формат потребляемой информации, а различные мессенджеры и социальные сети – способы коммуникации, приоритеты при выборе сферы общения и друзей, а также в целом подходы к формированию жизненных приоритетов и личной/социальной идентичности.

С другой стороны, потребность в разработке той или иной технологии формируется на основе разнообразных экономических, политических и социальных процессов, а также принятых в обществе культурных норм. При создании технологий разработчики следуют определённым целям и вытекающим из них задачам, достижение которых воплощается соответствующими конкретными техническими решениями. Эти решения (например, цель и порядок сбора, обработки и хранения данных, обеспечение их безопасности) напрямую связаны с влиянием на определённые активы (ценности) общества и, как следствие, оказывают непрерывное влияние на его трансформацию.

ЦИФРОВИЗАЦИЯ И ЦИФРОВАЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ

В современном физическом мире развитие любой новой технологии так или иначе опирается на цифровизацию, которая, в частности, способствовала созданию всего спектра современных информационных технологий.

Современный уровень развития и динамика внедрения новых цифровых технологий позволяют вполне обоснованно утверждать, что происходит неуклонный и поступательный переход общества в телекоммуникационную информационную цифровую стадию своего развития. Также очевидно, что в перспективе именно владение актуальными базами данных и знаний, внедрение систем искусственного интеллекта, обладание и эффективное применение новых цифровых технологий в стержневых отраслях станут важнейшей составляющей «влиятельности» различного рода организаций, компаний и структур в своих сферах деятельности, а применительно к государствам – на мировой арене.

Следуя известному тезису о ведущей и определяющей роли экономической составляющей в развитии общества, можно утверждать, что важнейшим этапом формирования нового «информационного общества и мира» стало возникновение цифровой экономики как комплексного явления, основанного на цифровизации и цифровой трансформации всех сфер жизни.

Цифровой трансформации экономики предшествовали определенные подготовительные стадии развития информационных технологий в рамках научно-технического прогресса. Условно можно выделить следующие этапы:

1) автоматизация управления – появление автоматизированных систем управления производством, технического проектирования, управления различными объектами и процессами в аналоговом формате;

2) электронный документооборот – преобразование информации и документов из аналоговых форматов в цифровые, сопровождение существующих процессов в различных сферах деятельности;

3) информатизация, создание информационного общества, совершенствование информационно-коммуникационных технологий, изменение образовательных технологий, предоставление различного рода информационных услуг и сервисов в различных форматах;

4) масштабная цифровизация – интеграция цифровых технологий в существующие государственные, производственные и общественные процессы, их оптимизация и улучшение, формирование новых отраслей и сфер деятельности;

5) цифровая трансформация (осознание на всех уровнях необходимости формирования цифровой экономики, цифровой стратегии развития, достижения технологической независимости и суверенитета в государственном управлении Российской Федерации), строительство цифрового общества знаний и всеобщее распространение дистанционного образования.

Позиция Российской Федерации в вопросах цифровой трансформации нашла отражение в Указе Президента Российской Федерации от 09.05.2017 № 203 «О стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017 - 2030 годы» [9]. В данном документе отмечается: «Цифровая экономика – хозяйственная деятельность, в которой ключевым фактором производства являются данные в цифровом виде, обработка больших объемов и использование результатов анализа которых по сравнению с традиционными формами хозяйствования позволяют существенно повысить эффективность различных видов производства, технологий, оборудования, хранения, продажи, доставки товаров и услуг».

Учитывая тенденции развития современного общества, в Российской Федерации в целях осуществления её прорывного развития, повышения уровня жизни граждан, создания комфортных условий для их проживания, а также раскрытия таланта каждого человека на период до 2030 г. был определен ряд национальных целей развития государства [10]. В качестве одной из таких целей была определена «цифровая трансформация» общества, предполагающая, с одной стороны, достижение «цифровой зрелости» ключевых отраслей экономики и социальной сферы, государственного управления, а с другой – увеличение доли массовых социально значимых услуг, доступных в электронном виде (до 95%), обеспечение возможности широкополосного доступа к сети интернет для населения (до 97% домохозяйств) и рост вложений в отечественные решения в ИТ-сфере (в 4 раза по сравнению с показателем 2019 г.).

Очередным этапом на пути формирования современного информационного общества стало появление федерального закона от 26.07.2026 № 243-ФЗ «О поддержке развития технологий искусственного интеллекта в Российской Федерации» [11], который вводит базовые правила (принципы) комплексного регулирования отношений в сфере разработки, внедрения и применения больших фундаментальных моделей искусственного интеллекта. В нём определяются цели разработки, внедрения и применения больших фундаментальных моделей искусственного интеллекта (ФМИИ) и полномочия в этой сфере Президента и Правительства Российской Федерации, федеральных органов исполнительной власти, иных государственных органов и государственных корпораций. Также в законе определяются меры поддержки разработчиков ФМИИ, их обязанности, требования к использованию результатов интеллектуальной деятельности при разработке и применении систем ИИ и ряд других вопросов.

Закон упорядочивает терминологическую базу, в частности, закрепил термин «искусственный интеллект», в трактовке которого ранее имелись разночтения (даже на уровне национальных стандартов), вводит понятия суверенных и национальных моделей ИИ. Очевидно, что за данным нормативным правовым актом, одним из первых документов, регулирующих сферу ИИ, последуют и другие.

Следует отметить необходимость конкретизации содержания и разделения сфер применения широко используемых в настоящее время понятий «цифровизация» и «цифровая трансформация». При определённой похожести и близости данные понятия различаются по своей сути. В первую очередь – по масштабу и степени влияния на различные процессы.

«Цифровизация» – это оптимизация отдельных видов деятельности и процессов с помощью цифровых инструментов, т.е. внедрение цифровых информационных технологий в конкретные процессы для повышения их эффективности, снижения издержек и ускорения выполнения задач. При этом сам процесс, модель и логика взаимодействия объектов остаются неизменными, а цель – сделать существующие процессы быстрее, точнее, надёжнее и безопаснее, снизить издержки эксплуатации систем и т.п.

В тоже в время «цифровая трансформация» – это комплексное, фундаментальное преобразование логики работы, моделей функционирования систем (структур), форматов взаимодействия элементов внутри систем и с внешней средой. При этом возможна модификация целевых установок и задач деятельности, ведущее к изменению стратегии деятельности системы (структуры).

По своей сути цифровая трансформация – это системное преобразование в электронном формате определенной сферы, являющееся результатом применения совокупности комплексных процессов интеллектуальных и управленческих действий по разработке, внедрению и широкомасштабному использованию в отношении такой сферы информационных, информационно-коммуникационных и цифровых технологий (при соответствующей вербализации, формализации и автоматизации этих процессов и визуализации их результатов), включающих пересмотр и изменение способов управления состоянием искусственных систем, окружающей среды и деятельности различных субъектов за счет всестороннего сбора и анализа данных, обработки неструктурированных потоков информации, синтеза решений с использованием больших массивов данных, а также посредством формирования новых

организационно-технологических цепочек с использованием электронных средств коммуникации и связи [12].

Цифровизация часто выступает основой, необходимым, но не достаточным условием для цифровой трансформации. Без перевода информационных активов в цифровую форму (оцифровки данных) и автоматизации основных повторяющихся операций (действий) рутинных операций (цифровизация) невозможно перейти к их осмысленному использованию для стратегических изменений (трансформация)

Если говорить упрощённо, то цифровизация – это инструмент повышения результативности и эффективности функционирования систем (структур), а цифровая трансформация – это коренная, фундаментальная перестройка процессов взаимодействия элементов систем (структур) на основе цифрового инструментария.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Среди всего разнообразия современных цифровых технологий, как инструментов цифровой трансформации, особое место следует отвести сложным интеллектуальным системам.

Под термином «сложные интеллектуальные системы» обычно понимают программно-аппаратные комплексы, которые не только способны функционировать в рамках заданного (пусть даже весьма сложного и обладающего высокой эвристикой) алгоритма, но и обладают возможностью работать в условиях неопределённости, обучаться на полученных данных, адаптироваться к изменениям условий и решать сложные, многоуровневые задачи, которые традиционно считаются творческими или требующими высокого уровня интеллекта [13].

Перечислим ключевые признаки, характеризующие такого рода системы:

- структура системы формируется из множества взаимосвязанных компонентов, подсистем и модулей, разнесенных по уровням взаимодействия, каждый из которых может решать отдельную задачу;
- решение сложных, слабо формализуемых задач, характеризуемых неопределённостью и динамичным изменением исходных данных, необходимостью учёта множества разнородных факторов и выбора алгоритма решения в зависимости от конкретной ситуации;
- связанность элементов системы в ряде случаев носит нелинейный характер, т.е. малое воздействие на какой-либо элемент системы может привести к масштабной реакции, или наоборот, мощное воздействие на компонент системы оказывает незначительное влияние на процесс в целом;
- работа в условиях высокой неопределенности и динамического изменения распределенной сетевой телекоммуникационной, вычислительной среды функционирования и инфраструктуры хранения данных, требующие оперативной адаптации системы в процессе работы;
- проявление основного свойства, характеризующего систему – эмерджентности, когда результаты функционирования системы в целом не сводятся к сумме действий её составных частей, а формируют новые свойства и возможности;
- способность системы к интеграции разнородных источников информации, т.е. способность (в определенной мере) к развитию и обучению (самообучению) и адаптации, а также к применению полученных знаний для решения поставленных задач;
- способность интегрировать в своём составе различные методы и технологии, например, гибридные подходы, объединяющие аналитические модели, экспертные системы, искусственные нейронные сети, генетические алгоритмы и имитационные статистические модели и т.п.;
- специфические или комплексные интерфейсы для взаимодействия с пользователем, например, помимо традиционных – использование голосовых ассистентов, технического компьютерного зрения, интеллектуальных интерактивных панелей управления (дашбордов и т.п.).

ПРОБЛЕМЫ ВНЕДРЕНИЯ СИСТЕМ С ИСКУССТВЕННЫМ ИНТЕЛЛЕКТОМ

Одной из стремительно развивающихся разновидностей сложных интеллектуальных систем, теснейшим образом связанной с процессами цифровизации и цифровой трансформации, являются системы ИИ. В настоящее время под искусственным интеллектом понимается комплекс технологических решений, позволяющий имитировать когнитивные функции человека (включая способность самостоятельно совершенствовать свои функции, повышать точность решений за счет анализа новых данных и выполнять поиск решений без заранее заданного алгоритма) и получать при выполнении конкретных задач результаты, сопоставимые с результатами интеллектуальной деятельности человека или превосходящие их. Комплекс соответствующих технологических решений включает в себя информационно-коммуникационную инфраструктуру, программное обеспечение (в том числе такое, в котором используются методы машинного обучения), процессы и сервисы по обработке данных и поиску решений [11, 14, 15].

При рациональном подходе использование и развитие технологий ИИ является необходимым и принципиальным шагом в цифровой трансформации экономики при улучшении работы практически во всех сферах деятельности.

В современном обществе тема внедрения технологий ИИ в сложные интеллектуальные системы в различных отраслях промышленности и сферах деятельности вызывает пристальное внимание и является предметом дискуссий и исследований. Фокусировка научного сообщества, органов государственной власти и общественности на системах ИИ позволила выявить ряд проблем различного генезиса и содержания на нормативном, правовом, технологическом, техническом, организационном, кадровом и морально-этическом уровнях. В этой связи отметим следующие проблемы [16–21].

Нормативные правовые проблемы. Несмотря на закрепление в ряде нормативных руководящих документов государственного уровня, остаются неурегулированными следующие вопросы применения ИИ:

- отсутствуют специальные нормы, регулирующие правовой статус ИИ в рамках административного производства или управленческих процедур, что создает неопределенность при установлении ответственности, подведомственности и механизма обжалования решений, принимаемых с участием ИИ;
- отсутствуют единые стандарты алгоритмической прозрачности и подотчетности, в том числе при распределении социальных пособий, проведении налогового контроля или автоматической идентификации нарушений, нет унифицированных механизмов верификации решений;
- есть риски нарушений фундаментальных прав человека, проблемы информационной безопасности, защиты персональных данных и т.п.;
- требуется нормативное закрепление возможных ограничений на использование ИИ зарубежного производства в государственном управлении либо в процедурах допуска иностранных решений при отсутствии российских аналогов;
- неопределённость статуса ИИ как субъекта права, также не закреплен его специфический статус как особого объекта регулирования в административной деятельности;
- неопределённость правового статуса результатов интеллектуальной деятельности системы ИИ и определения того, кто является их правообладателем (владелец системы, программист, правообладатель патентов, лежащих в основе ИИ, или сама система);
- регуляторный разрыв – темпы развития технологий ИИ зачастую опережают законодательство, как следствие, правовые нормы не всегда успевают за инновациями, что создаёт правовые риски.

Технологические и технические проблемы:

- цифровая трансформация за счет внедрения сложных интеллектуальных систем с ИИ реализуется на устаревшей инфраструктуре и оборудовании с разными архитектурами и форматами данных, в которые сложно интегрировать новые технологии, а для создания единого цифрового контура требуется глубокая доработка аппаратно-программных платформенных решений для ИИ, значительные ресурсы и инвестиции;
- высокая стоимость технического обслуживания и технической поддержки устаревшего оборудования и программного обеспечения при недостаточности количества требуемых специалистов;
- проблемы информационного взаимодействия разобщённых информационных систем и программных продуктов, приводящие к дублированию или потере данных, увеличению количества ручных операций и общему снижению эффективности работы, замедлению обработки и росту затрат на сбор и хранение данных;
- трудно прогнозируемая динамика объемов трафика используемых телекоммуникационных сетей связи и передачи данных;
- несовершенство (непроработанность) выбранных для внедрения новых технологических решений и цифровых платформ, ведущее к ограничению функциональности, сложностям с настройкой, выявлению ошибок в ходе эксплуатации и т.п.;
- проблемы технической поддержки и сопровождения внедренных ранее систем из-за ограничений санкционного характера, требующие применения альтернативных отечественных разработок, которые могут уступать импортным в качестве и функциональности;
- ограничения производительности вычислительных систем (нехватка вычислительных мощностей), возникающие из-за роста нагрузки при интеграции с существующей ИТ-инфраструктурой (другие сервисы, базы данных), а также необходимость выделения значительных вычислительных ресурсов для обеспечения работы сложных моделей и обучения систем ИИ;
- высокая стоимость внедрения современной высокопроизводительной вычислительной технической базы, широкополосных скоростных линий передачи данных и оптимизированной архитектуры построения сложных интеллектуальных систем с ИИ, позволяющих

в полной мере использовать их возможности;
- сложность интерпретации и оценки адекватности предлагаемых ИИ решений, так как многие современные модели плохо объясняют, почему приняли то или иное решение, что критично в тех сферах деятельности и отраслях, где необходимо понимать логику предлагаемого решения.

Проблемы организационного и управленческого характера:
- отсутствие понимания целей и задач и, как следствие, единой стратегии цифровой трансформации, что ведет к фрагментарному внедрению цифровых решений без согласованности между структурными элементами системы или уровнями управления и снижает эффективность трансформации;
- без пересмотра логики и модели взаимодействия элементов системы, перестройки устоявшихся рабочих моделей, оптимизации управленческих процессов, которые не всегда легко адаптируются к новым цифровым инструментам, невозможно в полной мере достичь целей цифровой трансформации, возможно временное снижение эффективности функционирования;
- отсутствие согласованной программы (плана-графика, дорожной карты) управления процессом цифровой трансформации, последовательности и приоритетности вносимых изменений, подготовки и обучения сотрудников снижает, а ряде случаев полностью нивелирует результаты внедрения новых решений;
- недостаточная координация и неравномерность преобразований, связанная с тем, что темпы цифровизации в разных подразделениях или регионах могут сильно различаться, что ведёт к дисбалансу и снижению общей эффективности;
- сложности с совмещением электронного и бумажного (аналогового) документооборота, усугубляющиеся в государственном управлении разрозненностью ведомственных систем и недостаточным уровнем доверия граждан к цифровым сервисам;
- неясное распределение ответственности при возникновении ошибки и/или неправильного управленческого решения – сложно определить, кто именно виноват в ошибке: программист, задавший некорректный запрос, или сам ИИ, принявший неверное решение;
- потребность в значительных первоначальных инвестициях, сложность оценки необходимого объёма финансирования и сроков получения ожидаемого эффекта, так как не всегда сразу удаётся точно определить, за какой срок система начнёт функционировать в полном объёме.

Кадровые проблемы:
- дефицит подготовленных специалистов как в области разработки и поддержки сложных интеллектуальных систем, так и в смежных областях – системных администраторов, специалистов по технической защите информации, инженеров по работе с большими данными, аналитиков и экспертов в области машинного обучения, управленцев, способных вести проекты изменений и др.;
- необходимость повышения квалификации/переподготовки сотрудников, имеющих низкий уровень цифровой грамотности, так как даже при наличии технологий многие из них могут не обладать необходимыми навыками для их эффективного использования цифрового инструментария и работы с ИИ, что снижает общую продуктивность;
- необходимость перестройки работы кадрового органа (службы персонала), формирование требований и профилей для нового спектра специальностей в области ИИ для поиска (подбора) их среди выпускников вузов и на рынке труда;
- высокая потребность в специалистах в области цифровой трансформации и работы со сложными интеллектуальными системами с ИИ требует разработки механизмов их привлечения/удержания в организации, создания комфортных условий для работы, возможности профессионального развития и конкурентной оплаты труда на фоне рынка;
- инертность мышления и сопротивление изменениям со стороны сотрудников, которые могут опасаться новых технологий, воспринимая их как угрозу привычному порядку вещей из-за страха потерять работу, не справиться с новыми задачами или просто из-за привычки к устоявшимся процессам.

Проблемы, связанные с безопасностью:
- рост значения технической защиты информации, циркулирующей в компьютерных сетях и хранящейся в базах данных (кибербезопасности), особенно в системах, относящихся к критической информационной структуре;
- усиление угроз нарушения безопасности информации в части снижения необходимой степени её (информации) конфиденциальности, целостности и доступности [8] на фоне возникновения новых уязвимостей (векторов атак) в сложных интеллектуальных системах и возможностей для вероятного целенаправленного вмешательства злоумышленника в работу алгоритмов систем ИИ;

- необходимость разработки новой модели угроз безопасности информации (модели нарушителя) применительно к изменяющейся архитектуре систем с ИИ и, как следствие, определение новых инструментов (средств, технологий) обеспечения безопасности информации, требующих значительных инвестиций в их развитие и всё более сложных и дорогостоящих защитных механизмов.

Проблемы этического характера:

- сложность определения ситуаций, в которых допустимо делегирование права принятия решения системе с ИИ (на совершение действий, имеющих последствия), и степени контроля человека/оператора в интересах обеспечения справедливости принимаемых ИИ решений в отношении конкретных лиц или организаций, а также исключения дискриминации в результате использования ИИ определённых категорий лиц по какому-либо признаку;
- отсутствие возможности систем с ИИ в настоящее время полноценно понимать абстрактные человеческие ценности (справедливость, сострадание), что может приводить к нарушению общественных и моральных норм;
- в случае однобокого характера или низкого качества обучающей информации (например, данные для обучения содержали исторические или социальные предубеждения) система с ИИ может воспроизводить или даже усиливать дискриминационные практики и принимать несправедливые с человеческой точки зрения решения (например, в отношении сотрудников, имеющих медицинские ограничения и т.п.);
- сложности поиска баланса интересов организации, человека и машины при принятии управленческих решений, обеспечение их прозрачности и аргументированности с точки зрения человеческой морали и этики.

Перечисленные выше проблемы не охватывают полный спектр трудностей, возникающих в процессе цифровизации и цифровой трансформации сложных интеллектуальных систем с ИИ. В зависимости от сферы применения проблемы будут иметь свою специфику и оказывать большее или меньшее влияние на результативность процесса цифровой трансформации.

При этом самое главное – цифровая трансформация должна затронуть не столько инструментарий, сколько логику и структуру процесса управления. Грамотно построенный управленческий процесс, переложенный на правильно подобранную цифровую технологию, становится более эффективным, а дисфункциональный – еще более хаотичным, но более быстрым и в большем масштабе. Без изменения логики процессов управления неграмотная цифровизация и цифровая трансформации только повысят и оцифруют энтропию системы.

ПОДХОДЫ К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМ

В интересах снижения влияния этих проблем целесообразно придерживаться ряда принципов (общих правил) реализации цифровой трансформации в интересах внедрения систем с искусственным интеллектом. Рациональными подходами в интересах решения сложившихся проблем могут быть следующие:

1. Для успешной цифровой трансформации в интересах внедрения систем с искусственным интеллектом необходим комплексный подход, учитывающий специфику сферы деятельности и взаимосвязь основных процессов функционирования структуры (организации).

2. Приступая к цифровой трансформации, необходимо определить цели и сформулировать задачи, оценить текущее состояние и выстроить план с контрольными точками, критериями и показателями их достижения, механизмами обратной связи и оказания помощи в процессе внедрения технологических решений.

3. Следует начинать не с выбора технологии, а с чёткого понимания результата, который должен быть получен, после чего нужно упорядочить данные, их форматы, выстроить архитектуру их хранения и интеграции.

4. Следует сфокусировать внимание на безопасности и оценивать риски её нарушения на ранних этапах процесса цифровизации и цифровой трансформации, внедряя современные защитные механизмы и регулярно проводя аудит уязвимостей.

5. Требуется подготавливать сотрудников для работы в новых условиях, внедряя программы переподготовки и повышения квалификации, развивать культуру непрерывного обучения работы с ИИ и аудита систем.

6. Следует внедрять механизмы управления изменениями, внося их постепенно, привлекая к этому процессу ключевых сотрудников, обеспечивая им обратную связь и поддержку на всех этапах и уровнях трансформации. Целесообразно начинать с ограниченных пилотных проектов, не внедряя радикальные изменения сразу во всей организации.

7. Следует изучать результаты цифровизации и цифровой трансформации и внедрения ИИ в других структурах и организациях, близких по сфере деятельности, сотрудничать с вузами и смежными структурами.

8. Требуется совершенствовать нормативную правовую базу ИИ как на государственном уровне, так и на уровне регионов, организаций (компаний), в части определения прав и обязанностей граждан,

руководителей и сотрудников компаний (организаций), государственных служащих, а также повышать общий уровень их грамотности и квалификации в интересах возможности/способности адекватной оценки влияния ИИ на принимаемые решения, обеспечивая их прозрачность, справедливость, социальный эффект с учетом культурных и общественных ценностей.

9. Необходима разработка и внедрение новых методов и методик измерения, мониторинга и оценки результатов функционирования систем с ИИ, а также для анализа результатов воздействия этих систем на общество, бизнес-процессы и социум, что включает в себя определение показателей эффективности работы и оценки рисков.

10. Требуется устранить противоречия между легитимностью решений, принятых системами с ИИ, и правом государственных служащих, руководителей и сотрудников организаций (компаний) на использование или отмену этих решений, а также защитить права граждан и бизнеса, которые могут быть затронуты этими решениями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Успех внедрения современных инфокоммуникационных технологий и цифровая трансформация сложных интеллектуальных систем базируются на комплексном подходе, который учитывает все перечисленные выше аспекты и требует не просто покупки новых цифровых продуктов, а глубокой перестройки процессов управления. Ключевыми факторами успеха становятся чёткая стратегия, ориентация на кадры и инвестиции в инфраструктуру, проработка вопросов безопасности и этики, а также гибкое правовое регулирование. Предложенные подходы к решению проблем цифровой трансформации не являются исчерпывающими и могут послужить основой для проведения дальнейших исследований.

Вместе с тем, несмотря на приведенную общесистемную проблематику в области развития современных инфокоммуникационных технологий, цифровой трансформации сложных интеллектуальных систем и внедрения ИИ, очевидна их острая востребованность в современном обществе. Возникающие проблемы отражают очередной эволюционный этап развития информационного общества, реализующийся в настоящее время методом проб и ошибок с учетом позитивного или негативного эффекта от внедрения такого рода технологий.

Эволюционная логика технологического развития указывает на необходимость обеспечения устойчивого экономического роста России за счёт рационального использования потенциала инфокоммуникационных технологий и систем ИИ. При этом от всех структур и организаций (компаний), вовлеченных в этот процесс, помимо активного внедрения технологий требуется инициативно выявлять сопутствующие противоречия и уязвимости, а затем на практике прилагать усилия к минимизации рисков.

Способность нашей страны оперативно и эффективно отвечать на вызовы, связанные с развитием инфокоммуникационных технологий и систем ИИ, станет определяющим фактором её конкурентоспособности и долгосрочного благополучия. Общая направленность на достижения поставленных целей цифровой трансформации экономики и общества Российской Федерации, несомненно, предопределяет в конечном счете успехи в этой области.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шеер, А.-В. Индустрия 4.0: от прорывной бизнес-модели к автоматизации бизнес-процессов / А.-В. Шеер. – М.: Издательский дом «Дело», 2020. – 272 с.

2. Шваб, К. Технологии четвертой промышленной революции / К. Шваб, Н. Дэвис. – М.: Эксмо, 2019. – 320 с.

3. Антонович, П.И. Исследование телекоммуникационного сектора цифровой экономики как важнейшее условие формирования современного информационного общества / П.И. Антонович // Труды НИИР. – 2021. – № 3. – С. 6-17.

4. Сарьян, В.К. Проблемные вопросы разработки и внедрения Цифрового кодекса Российской Федерации / В.К. Сарьян, П.И. Антонович // Электросвязь. – 2024. – № 10. – С. 2-6.

5. Антонович, П.И. Системный подход к определению приоритетов при проведении цифровой трансформации экономики / П.И. Антонович, А.М. Пузанов, И.Э. Переверзев // Труды НИИР. – 2022. – № 2. – С. 2-9.

6. Райзберг, Б.А. Современный экономический словарь / Б.А. Райзберг, Л.Ш. Лозовский, Е.Б. Стародубцева. – Изд. 2-е, испр. – М.: ИНФРА-М, 1999. – 479 с.

7. Некрасов, С.И. Философия науки и техники: тематический словарь-справочник / С.И. Некрасов, Н.А. Некрасова. – Орел: ОГУ, 2010. – 289 с.

8. Федеральный закон от 27.07.2006 № 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации».

9. Указ Президента Российской Федерации от 09.05.2017 № 203 «О Стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017 - 2030 годы».

10. Указ Президента Российской Федерации от 21.07.2021 № 474 «О национальных целях развития Российской Федерации на период до 2030 года».

11. Федеральный закон от 26.07.2026 № 243-ФЗ «О поддержке развития технологий искусственного интеллекта в Российской Федерации».

12. Яковлева, Е.А. Роль технологий искусственного интеллекта в цифровой трансформации экономики / Е.А. Яковлева, А.Н. Виноградов, Л.В. Александрова, А.П. Филимонов // Вопросы инновационной экономики. – 2023. –Т. 13, № 2. – С. 707-726.

13. Ознамец, В.В. Эволюция понятия

«сложная система» / В.В. Ознамец // Образовательные ресурсы и технологии. – 2021. – № 3(36). – С. 80-87.
14. ГОСТ Р 59277–2020. Системы искусственного интеллекта. Классификация систем искусственного интеллекта.
15. Указ Президента Российской Федерации от 10.10.2019 № 490 «О развитии искусственного интеллекта в Российской Федерации» (вместе с «Национальной стратегией развития искусственного интеллекта на период до 2030 года»).
16. Буньков, А.В. Правовые проблемы внедрения ИИ-технологий в систему государственного управления и администрирования: российский и международный опыт / А.В. Буньков, Д.А. Репин, П.Е. Щеголев // Социология и право. – 2025. – Т. 17, № 3. – С. 386-396. – https://doi.org/10.35854/2219-6242-2025-3-386-396.
17. Горбачева, Т.А. Искусственный интеллект: риски и проблемы внедрения в Российской Федерации / Т.А. Горбачева // Инновационная экономика: информация, аналитика, прогнозы. – 2025. – № 1. – С. 96-105. – https://doi.org/10.47576/2949-1894.2025.1.1.014.
18. Репин, Д.А. Технологии искусственного интеллекта как фактор совершенствования государственного управления: вызовы и угрозы / Д.А. Репин // Экономика и управление. – 2025. – Т. 31, № 2. – С. 139-148. – http://doi.org/10.35854/1998-1627-2025-2-139-148.
19. Белкина, А.М. Этическая сторона искусственного интеллекта / А.М. Белкина // Вестник Омского университета. – 2025. – № 1(30). – С. 51-58.
20. Удальцова, Н.Л. Практика применения и проблемы внедрения искусственного интеллекта в бизнес-процессы компании / Н.Л. Удальцова // Экономика, предпринимательство и право. – 2025. – Т. 15, № 3. – С. 1487-1500. – DOI: 10.18334/epp.15.3.122388. – EDN ELMDUR.
21. Логинов, М.П. Внедрение искусственного интеллекта: драйверы и барьеры развития / М.П. Логинов, Н.В. Усова, П.А. Куканова, С.А. Алексеева // Стратегические решения и риск-менеджмент. – 2025. – Т. 16, № 3. – С. 275-287. – DOI: 10.17747/2618-947X-2025-3-275-287.

Получено 14.08.2026;
принято к печати 19.08.2026

Digital transformation and the challenges of implementing artificial intelligence systems

P.I. Antonovich, Research Institute of Precision Instruments (RIPI), deputy general designer for special-purpose information systems, associate professor, Dr.Sci.(Mil.); p.i.antonovich@niitp.ru
S.V. Kizima, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), director of the Center for the development and evolution of telecommunications services, ITU expert, associate professor, Dr.Sci.(Tech.); kizimasv@nic-t.ru

Abstract. The article examines the features of the information stage in the development of a digital society, taking into account the specifics of modern information technologies and society. The problematic issues of digitalization, digital transformation, and the implementation of complex intelligent systems with artificial intelligence are considered. Approaches to solving the problems of implementing systems with artificial intelligence are proposed.

Keywords: digital society, digitalization, digital transformation, information technologies, complex intelligent systems, artificial intelligence, implementation problems.
For citation: Antonovich, P.I. Digital transformation and the challenges of implementing artificial intelligence systems / P.I. Antonovich, S.V. Kizima // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 2-12. (in russian)

REFERENCES

1. Scheer, A.-W. Industry 4.0: from a breakthrough business model to the automation of business processes / A.-W. Scheer. – Moscow: Publishing House "Delo", 2020. – 272 p. (in russian)
2. Schwab, K. Technologies of the Fourth Industrial Revolution / K. Schwab, N. Davis. – Moscow: Eksmo, 2019. – 320 p. (in russian)
3. Antonovich, P.I. A study of the telecommunications sector of the digital economy as the most important condition for the formation of a modern information society / P.I. Antonovich // Trudy NIIR. – 2021. – № 3. – P. 6-17. (in russian)
4. Saryan, V.K. Problematic issues of development and implementation of the Digital Code of the Russian Federation / V.K. Saryan, P.I. Antonovich // Electrosvyaz. – 2024. – № 10. – P. 2-6. (in russian)
5. Antonovich, P.I. A systematic approach to determining priorities in the digital transformation of the economy / P.I. Antonovich, A.M. Puzanov, I.E. Pereverzev // Trudy NIIR. – 2022. – № 2. – P. 2-9. (in russian)
6. Raizberg, B.A. Modern economic dictionary / B.A. Raizberg, L.Sh. Lozovsky, E.B. Starodubtseva. – 2nd edition, revised. – Moscow: INFRA-M, 1999. – 479 p. (in russian)
7. Nekrasov, S.I. Philosophy of science and technology: a thematic dictionary-reference book / S.I. Nekrasov, N.A. Nekrasova. – Oryol: OSU, 2010. – 289 p. (in russian)
8. Federal Law № 149-FZ dated 27.07.2006 «On Information, Information Technologies and the Protection of Information». (in russian)
9. Decree of the President of the Russian Federation dated 05.09.2017 № 203 «On Strategies for the development of the Information Society in the Russian Federation for 2017-2030». (in russian)
10. Decree of the President of the Russian Federation dated 21.07.2021 № 474 «On the National Development Goals of the Russian Federation for the Period up to 2030». (in russian)
11. Federal Law № 243-FZ dated 26.07.2026 «On supporting the development of artificial intelligence technologies in the Russian Federation». (in russian)
12. Yakovleva, E.A. The role of artificial intelligence technologies in the

digital transformation of the economy / E.A. Yakovleva, A.N. Vinogradov, L.V. Alexandrova, A.P. Filimonov // Issues of innovative economics. – 2023. –Vol. 13, № 2. – P. 707-726. (in russian)

13. Oznamets, V.V. Evolution of the concept of "complex system" / V.V. Oznamets // Educational Resources and Technologies. – 2021. – № 3(36). – P. 80-87. (in russian)

14. GOST R 59277–2020. Artificial Intelligence Systems. Classification of artificial intelligence systems. (in russian)

15. Decree of the President of the Russian Federation dated 10.10.2019 № 490 «On the Development of Artificial Intelligence in the Russian Federation» (together with the «National Strategy for the Development of Artificial Intelligence for the Period up to 2030»). (in russian)

16. Bunkov, A.V. Legal problems of introducing AI technologies into the system of public administration and administration: russian and international experience / A.V. Bunkov, D.A. Repin, P.E. Shchegolev // Sociology and Law. – 2025. – Vol. 17, № 3. – P. 386-396. – https://doi.org/10.35854/2219-6242 -2025-3-386-396. (in russian)

17. Gorbacheva, T.A. Artificial intelligence: risks and problems of implementation in the Russian Federation / T.A. Gorbacheva // Innovative economy: information, analytics, forecasts. – 2025. – № 1. – P. 96-105. – https://doi.org/10.47576/2949-1894.2025.1.1.014. (in russian)

18. Repin, D. A. Artificial intelligence technologies as a factor in improving public administration: challenges and threats / D.A. Repin // Economics and Management. – 2025. – Vol. 31, № 2. – P. 139-148. –http://doi.org/10.35854/1998-1627-2025-2-139-148. (in russian)

19. Belkina, A.M. The ethical dimension of artificial intelligence / A.M. Belkina // Bulletin of Omsk University. – 2025. – № 1(30). – P. 51-58. (in russian)

20. Udaltsova, N.L. Practice of application and problems of implementing artificial intelligence in a company's business processes / N.L. Udaltsova // Economics, Entrepreneurship and Law. – 2025. – Vol. 15, № 3. – P. 1487-1500. – DOI: 10.18334/epp.15.3.122388. – EDN ELMDUR. (in russian)

21. Loginov, M.P. Implementation of artificial intelligence: drivers and barriers to development / M.P. Loginov, N.V. Usova, P.A. Kukanova, S.A. Alekseeva // Strategic Decisions and Risk Management. – 2025. – Vol. 16, № 3. – P. 275-287. – DOI: 10.17747/2618-947X-2025-3-275-287. (in russian)

Модели и методы Digital Twins в управлении инфокоммуникациями пост-NGN

Б.С. Гольдштейн, профессор, д.т.н.; bgold@niits.ru
С.В. Кисляков, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, доцент, НТЦ АРГУС, бизнес-аналитик, к.т.н.; s.v.kislyakov@gmail.com

УДК 621.391: 004.942 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.002

Аннотация. *В статье рассматриваются концепция, архитектура и математические модели цифровых двойников (Digital Twins, DT) применительно к управлению инфокоммуникационными сетями поколений B5G/6G. Выполнен анализ эволюции технологий Digital Twin и их роли в переходе от традиционных реактивных систем управления к предиктивным и самооптимизирующимся сетям. Предложены математические модели состояния сети, топологии, трафика, качества обслуживания, оптимизации управления и синхронизации цифрового двойника с физической сетью. Особое внимание уделено интеграции методов искусственного интеллекта и машинного обучения (machine learning, ML) для прогнозирования состояния сети, обнаружения аномалий, предотвращения перегрузок и автоматизации принятия решений. Рассмотрены принципы построения Digital Network Twin (DTN), механизмы взаимодействия с OSS/BSS, Inventory и системами телеметрии. Показано, что цифровые двойники становятся ключевым элементом архитектур Autonomous Networks, Intent-Based Networking и AI-Native 6G, обеспечивая мониторинг, прогнозирование, оптимизацию и интеллектуальное управление телекоммуникационной инфраструктурой в реальном времени.*

Ключевые слова: *цифровой двойник, Digital Twin, инфокоммуникации, AI/ML, управление сетями связи, OSS/BSS, телекоммуникационные сети, B5G, 6G, искусственный интеллект, машинное обучение, Autonomous Networks, Intent-Based Networking, Traffic Engineering, телеметрия, Inventory, QoS, SLA, MEC, SDN/NFV, предиктивное управление, самооптимизирующиеся сети.*

Для цитирования: *Гольдштейн, Б.С. Модели и методы Digital Twins в управлении инфокоммуникациями пост-NGN / Б.С. Гольдштейн, С.В. Кисляков // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 13-22.*

ВВЕДЕНИЕ

Современные технологии и системы управления инфокоммуникациями подробно рассмотрены в монографиях [1] и [2]. Там же описаны все этапы эволюции этих концепций и систем вплоть до самых последних идей и разработок, ориентированных на перспективные сети поколений после пятого B5G (Beyond 5G). Важнейшую роль среди этих новых идей и подходов играют цифровые двойники (Digital Twins, DT). В этой статье обсуждаются этапы развития, теоретические основы и математические модели DT в управлении инфокоммуникациями.

Общая хронология развития цифровых двойников восходит к 2000-м годам, когда NASA применило концепцию цифрового двойника на практике, разработав для проекта «Аполлон» два идентичных космических аппарата, способных моделировать и отображать состояние полёта в ходе тренировок. С тех пор эта идея цифровых двойников для технического обслуживания воздушных судов, проектирования конструкций и прогнозирования рисков [3, 4] прошла несколько важнейших этапов эволюции (рис. 1) и распространилась на такие сложнейшие архитектуры как телекоммуникационные сети B5G/6G.

На рис. 1 представлена хронология развития концепции цифровых двойников [5, 6]. В 2017 г. Гривз дал формальное определение цифрового двойника в белой книге [7], где была представлена базовая модель цифровых двойников, состоящая из физического объекта, виртуального объекта и канала передачи данных между ними. В контексте данной статьи цифровые двойники и принципы их построения, изложенные в белой книге [7], можно назвать «доисторическими». Разумеется, авторы осознают, что даже взятый в кавычки такой эпитет звучит слишком эпатажно. Но это сегодня, а уже через несколько лет любые такие решения без AI/ML будут представляться доисторическими уже без всяких кавычек.

В последние годы цифровые двойники представляются одной из наиболее перспективных базовых технологий не только в инфокоммуникациях, но и в целом ряде областей [2, 4, 8–11], включая также «умные» города, интеллектуальные транспортные системы, здравоохранение, энергетику, промышленный интернет вещей (Industrial IoT) и др.

В здравоохранении, например, цифровой двойник можно использовать для сбора подробных данных о физиологическом состоянии и приеме лекарств пациентами, что помогает контролировать их состоя-

ние здоровья и обеспечивать им высококачественную медицинскую помощь, в том числе и с помощью носимых датчиков и устройств нательной сети.

В интеллектуальных транспортных системах, другой пример, цифровые двойники могут помогать управлять дорожным движением, планировать маршруты и обеспечивать техническое обслуживание транспортной инфраструктуры на базе анализа состояния дорожного движения и транспортных объектов в реальном времени.

Во всех этих применениях цифровые двойники представляют собой точные цифровые копии реальных объектов на различных уровнях детализации, причём реальными объектами могут быть устройства, машины, роботы, промышленные процессы или сложные физические системы. На всех этапах цифровой двойник в виртуальном пространстве состоит из виртуальной модели, соответствующих данных о работе, а также аналитических инструментов [12, 13]. Взаимодействие между объектами реального мира и цифровым пространством является двунаправленным: с одной стороны, физические системы передают данные в реальном времени в виртуальное пространство для построения моделей цифровых двойников; с другой – цифровые двойники анализируют собранные данные, обновляют модели цифровых двойников и предоставляют физическим объектам рекомендации по оптимизации для повышения эффективности их работы. Полная модель цифрового двойника состоит из трёх компонентов: данных, модели и программного обеспечения:

- данные – основа: поскольку создание цифровых двойников в значительной степени зависит от исторических данных и данных о работе в режиме реального времени, данные являются основой всей модели цифрового двойника. Физические системы содержат данные, принцип работы объектов и контроллер, способный регулировать работу физических систем;

Рисунок 1
Развитие поколений концепции цифровых двойников



Рисунок 2
Эволюция концепций управления инфокоммуникациями



- модель – ключевой компонент: модели (как теоретические, так и основанные на данных модели) являются ключевым компонентом цифровых двойников. Теоретические модели создаются на основе принципов, заложенных в физических системах. Модели, основанные на данных, обучаются путем сбора больших объемов исторических и оперативных данных о работе физических систем. Для обучения модели, основанной на данных, можно использовать различные методы, включая искусственный интеллект (artificial intelligence, AI) и обработку данных. Обучение моделей на основе данных представляет собой итеративный процесс, в ходе которого модели постоянно обучаются и обновляются в рамках самообучающегося процесса;
- программное обеспечение – основной носитель: программное обеспечение является носителем цифровых двойников, оно обеспечивает интерфейс между физическими системами и цифровым пространством. Функции представления, диагностики, прогнозирования и принятия решений реализуются программно, что позволяет физическому контроллеру получать оптимизированные команды для улучшения эксплуатационных характеристик физических систем.

ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ В УПРАВЛЕНИИ СЕТЯМИ СВЯЗИ

В области систем управления инфокоммуникациями именно концепция цифровых двойников становится одной из наиболее перспективных базовых технологий для построения перспективных AI/ML-систем управления для мобильных сетей пятого, шестого и последующих поколений B5G/6G [11, 13]. Дело в том, что новой областью применения DT совместно с искусственным интеллектом AI и машинным обучением ML является тестирование стратегий и прогнозирование будущего состояния сети связи [14]. DT позволяет проводить эффективную верификацию политик развития телекоммуникационной сети в виртуальном пространстве, а затем получать обратную связь по результатам анализа этих политик в режиме реального времени [15, 16]. Кроме того, в процессе прогнозирования временной шаг и горизонт прогнозирования могут гибко настраиваться и изменяться в зависимости от требуемой детализации, что обеспечивает эффективное прогнозирование тенденций и ретроспективный анализ данных.

На рис. 2 представлена хронология эволюции поколений управления телекоммуникационными сетями [1, 17], развитие которых началось примерно на 150 лет раньше становления концепции цифровых двойников (см. рис. 1). В 2020-х гг. эти направления все более тесно интегрируются и развиваются совместно.

Изображенный на рис. 2 и рассматриваемый в настоящей статье *сдвиг парадигмы* управления сетями Beyond 5G (B5G) заключается в следующем: *цифровые двойники превращают систему поддержки операций и бизнеса OSS/BSS сети связи из реактивной системы управления в предиктивную самооптимизирующуюся систему, обеспечивая основу для автономных сетей (Autonomous Networks), сетей, основанных на намерениях (Intent-Based Networking), и сетей с изначально встроенными функциями искусственного интеллекта AI-Native 6G*. Именно поэтому в перспективных архитектурах B5G/6G цифровые двойники рассматриваются не как дополнительный модуль OSS, а как центральный элемент интеллектуального управления всей телекоммуникационной инфраструктурой.

Тогда имеет смысл именно в этом контексте управления сетями связи сформулировать объект и предмет исследования, а также следующие основные понятия в данной статье.

Объект исследования – процессы управления телекоммуникационными сетями 5G/6G, включая эксплуатацию, мониторинг, оптимизацию, обеспечение качества обслуживания (QoS/QoE), SLA, надежность, планирование развития и автоматизацию управления сетевыми ресурсами.

Предмет исследования – математические модели, методы и алгоритмы построения и функционирования DT, а также методы искусственного интеллекта и машинного обучения, обеспечивающие мониторинг и прогнозирование состояния сети, оптимизацию распределения ресурсов и автоматизацию принятия управляющих решений

Цифровой двойник (DT) – это компьютерная модель (или набор связанных компьютерных моделей), которая развивается во времени, чтобы постоянно представлять структуру, поведение и контекст уникального физического двойника (актива), такого как сетевой элемент, компонент, система или процесс. Благодаря своей специфике цифровые двойники должны служить достоверными источником актуальной и свежей информации о конкретном физическом активе (физическом двойнике) на всех этапах его жизненного цикла.

Сеть цифровых двойников (Digital Twin Network, DTN) – это виртуальная модель сети связи, синхронизируемая с реальной сетью через телеметрию, систему управления ресурсами (Inventory), OSS/BSS, данные конфигурации. Европейский институт телекоммуникационных стандартов ETSI рассматривает Digital Network Twin как наиболее перспективный механизм для автоматизации управления сетевыми ресурсами и сервисами. DTN определяется как сеть соотношений «много точек-к-многим точкам», построенная на основе множества DT типа «точка-точка» (рис. 3).

Иными словами, DTN использует передовые коммуникационные технологии для обеспечения информационного взаимодействия в режиме реального времени между виртуальным двойником и другими виртуальными двойниками, а также между физическим двойником и другими физическими двойниками (*междвойниковые связи*), а также между соответствующими парами физических и виртуальных двойников (*внутридвойниковые связи*) в реальном и киберпространствах.

Таким образом, DTN обеспечивает динамическое взаимодействие и синхронизированное развитие нескольких физических и виртуальных двойников за счёт точного моделирования DT, а также технологий связи, вычислений и обработки физических данных. В DTN физические и виртуальные двойники могут обмениваться данными, взаимодействовать, делиться информацией, выполнять задачи друг с другом и формировать сеть обмена информацией путём соединения нескольких узлов DT. Далее в статье мы не будем акцентировать внимание на различиях между DT и DTN, хотя некоторые механизмы связей в DTN представляют самостоятельный интерес. Здесь мы ограничимся выводом, что цифровые двойники лежат в основе нового поколения AI/ML/DT-систем управления инфокоммуникациями B5G/6G, и сосредоточимся на основных моделях этого управления.

МОДЕЛЬ СОСТОЯНИЯ СЕТИ

Сеть можно представить как динамическую систему, состояние которой $S(t)$ в любой момент времени определяется совокупностью нескольких характеристик:

$$S(t)=\{T(t), C(t), R(t), Q(t), F(t)\},$$

где $T(t)$ – текущая топология сети; $C(t)$ – конфигурация сетевых элементов; $R(t)$ – доступные ресурсы сети (каналы, частоты, серверы, источники электропитания и пр.); $Q(t)$ – показатели качества обслуживания (задержка, потери, пропускная способность, джиттер); $F(t)$ – отказы, перегрузки, профилактики и пр.

В свою очередь, цифровой двойник должен учитывать не один параметр сети, а полный набор этих характеристик, определяющих её текущее состояние. Любое изменение топологии, конфигурации или нагрузки приводит к изменению состояния системы.

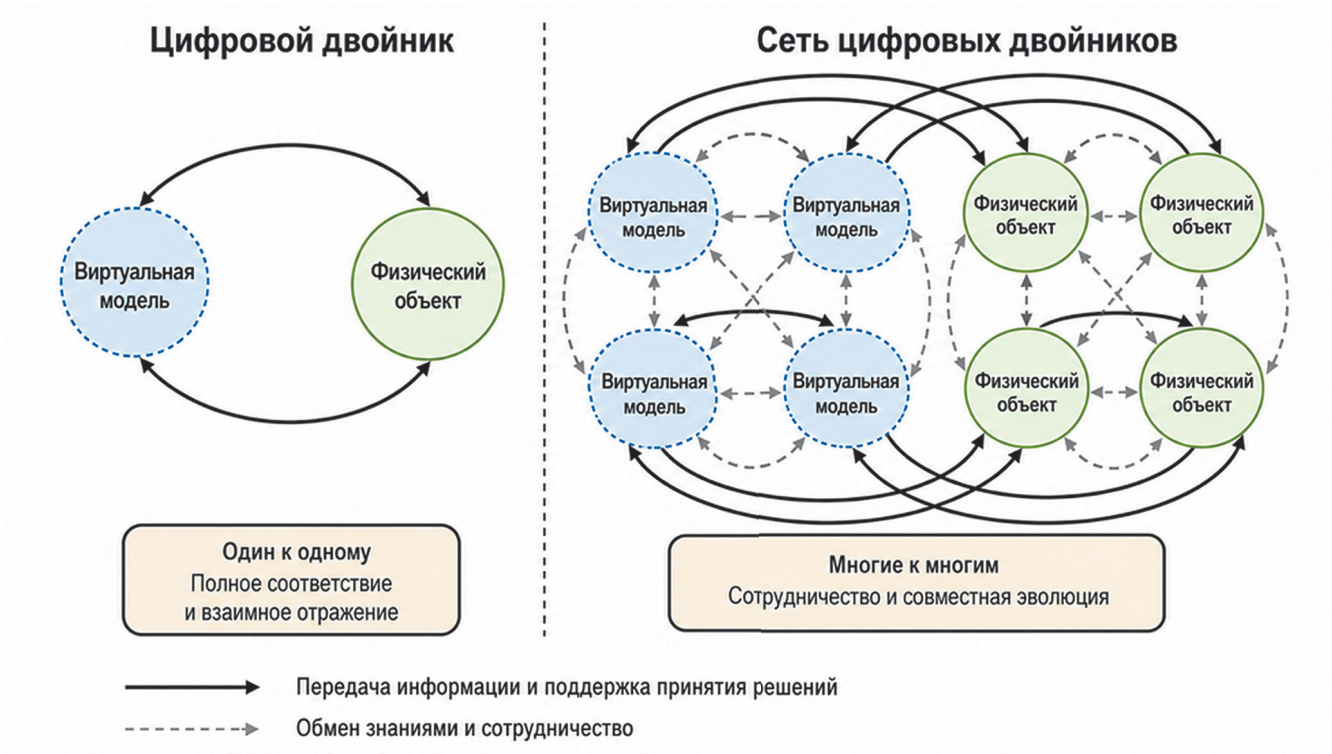
Соответственно, цифровой двойник строит цифровое отображение:

$$DT(t)=\Phi(S(t), D(t), M(t)),$$

где $D(t)$ – поток данных телеметрии; $M(t)$ – набор математических, имитационных и AI/ML-моделей.

То есть Digital Twin формируется как функция состояния сети, поступающей телеметрии и набора моделей, а функция Φ представляет механизм син-

Рисунок 3
DT и DTN



хронизации реальной сети и цифрового двойника. Чем точнее эта функция, тем адекватнее цифровой двойник отражает реальные процессы.

МОДЕЛЬ ТОПОЛОГИИ СЕТИ

Топологию сети связи удобно представить графом $G=(V, E)$, где V – множество сетевых узлов (маршрутизаторы, базовые станции, коммутаторы, серверы периферийных вычислений MEC, центры обработки данных), а E – множество соединений между ними (каналы связи) (рис. 4).

Для каждого ребра $e_{ij} \in E$ задаются параметры $e_{ij}=(b_{ij}, d_{ij}, p_{ij}, c_{ij})$, где b_{ij} – пропускная способность; d_{ij} – задержка; p_{ij} – вероятность потерь; c_{ij} – стоимость использования ресурса.

Такая модель лежит в основе системы инжиниринга трафика (Traffic Engineering), расчёта маршрутов и выбора оптимальных путей передачи трафика. Digital Twin позволяет многократно проводить виртуальные эксперименты над этим графом без воздействия на реальную сеть.

МОДЕЛЬ ТРАФИКА СЕТИ

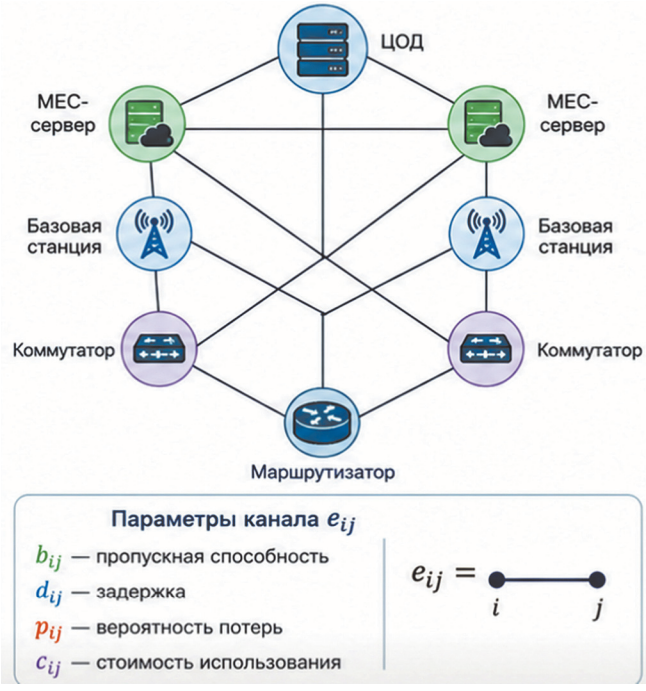
Модель трафика между узлами сети можно упрощенно описать с помощью матрицы

$$\Lambda(t) = \{\lambda_{ij}(t)\},$$

где $\lambda_{ij}(t)$ – интенсивность трафика от узла i к узлу j.

Для прогнозирования нагрузки применяется модель

Рисунок 4
Пример топологии фрагмента сети



$$\lambda_{ij}(t+\Delta t)=f(\lambda_{ij}(t), x(t), \theta),$$

где $x(t)$ – внешние факторы (время суток, день недели, события, аварии, сезонность); θ – параметры модели.

На практике функция (f) может быть реализована с использованием методов регрессионного анализа, нейронных сетей, сетей долгой краткосрочной памяти (Long Short-Term Memory, LSTM) или архитектуры Transformer. В простейшем случае для прогнозирования может применяться экспоненциальное сглаживание временного ряда наблюдаемых значений нагрузки, $\lambda(t+\Delta t) = \alpha\lambda(t) + (1-\alpha)\hat{\lambda}(t)$, что вполне эффективно для краткосрочного прогнозирования при относительно плавном изменении трафика.

МОДЕЛЬ СЕТЕВЫХ СЕРВИСОВ

Модели сервисов SLA/QoS задаются аналогичным образом. То есть для телекоммуникационного сервиса задаётся вектор качества

$$Q(t) = \{W(t), J(t), P(t), B(t)\},$$

где $W(t)$ – задержка; $J(t)$ – джиттер; $P(t)$ – потери пакетов; $B(t)$ – доступность сервиса.

Нарушение SLA можно описать функцией

$$V_S(t) = \begin{cases} 1, \text{ если } & Q_S(t) \notin \text{SLA}_S; \\ 0, \text{ если } & Q_S(t) \in \text{SLA}_S. \end{cases}$$

Тогда задача управления – найти $\min \sum_S V_S(t)$, т.е. минимизировать число нарушений SLA.

ОПТИМИЗАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЬЮ

Цифровые двойники могут выбирать следующее управляющее воздействие:

$$u^*(t) = \arg\min_{u \in U} J(S(t), u),$$

где u – действие (изменение маршрута, выделение полосы, масштабирование виртуальных и контейнеризированных сетевых функций VNF/CNF, включение резервного канала); J – целевая функция.

Например:

$$J = \alpha L + \beta P + \gamma C + \delta E,$$

где L – задержка; P – потери; C – стоимость; E – энергопотребление; коэффициенты α, β, γ и δ задают важность каждого из этих факторов. Тогда цель оптимизации – минимизация J при соответствующих ограничениях типа $L_S \le L_S^{\max}$.

МОДЕЛЬ АДЕКВАТНОСТИ ДВОЙНИКОВ

Цифровой двойник телекоммуникационной сети должен не только адекватно воспроизводить структуру и текущее состояние физической

сети, но и далее постоянно синхронизироваться с ней в реальном времени. Это связано с тем, что состояние современной сети B5G/6G постоянно изменяется: меняется нагрузка, появляются новые сессии пользователей, перераспределяются радиоресурсы, изменяются маршруты передачи данных, возникают аварии, деградируют каналы связи, масштабируются виртуальные сетевые функции и обновляются политики управления. Поэтому цифровой двойник должен постоянно сверяться с физическим, т.е. с реальной сетью. Тем не менее между физической сетью и её цифровым представлением всегда существует некоторая ошибка соответствия:

$$\varepsilon(t) = \| S_{\text{real}}(t) - S_{\text{DT}}(t) \|,$$

где $S_{\text{real}}(t)$ – текущее состояние реальной сети; $S_{\text{DT}}(t)$ – состояние сети, воспроизведённое в цифровом двойнике. Величина $\varepsilon(t)$ показывает, насколько цифровой двойник адекватно отражает физический объект в данный момент времени.

Если ошибка превышает допустимый порог

$$\varepsilon(t) > \varepsilon_{\max},$$

то цифровой двойник считается устаревающим и его необходимо обновить следующим образом:

$$DT(t+1) = \text{Update}(DT(t), D_{\text{telemetry}}(t)),$$

где $D_{\text{telemetry}}(t)$ – новые данные телеметрии, поступающие из физической сети (показатели трафика, загрузка каналов, задержка, потери пакетов, аварийные события, состояние оборудования, конфигурационные изменения, данные Inventory и параметры сервисов).

Обновление цифрового двойника означает корректировку его внутреннего состояния, топологии, параметров ресурсов, моделей трафика, моделей отказов и прогнозных алгоритмов. Если такая синхронизация не выполняется, цифровой двойник начинает принимать решения на основе устаревшей картины сети. В результате он может выбрать неверный маршрут, неправильно оценить риск перегрузки, некорректно спрогнозировать нарушение SLA или предложить неэффективное управляющее воздействие.

Для сетей B5G/6G это особенно критично, поскольку управление должно осуществляться в реальном времени. Например, при изменении нагрузки в каком-то определенном виртуальном фрагменте сети (Network Slice) цифровой двойник должен быстро отразить это изменение и оценить, нужно ли масштабировать ресурсы, перенастроить маршрутизацию, изменить политику QoS или активировать резервные ресурсы.

Отсюда следует оценка адекватности цифрового двойника физическому двойнику:

$$A_{DT}(t) = 1 - \frac{\varepsilon(t)}{\varepsilon_{\max}}.$$

Главная идея: чем меньше $\varepsilon(t)$, тем выше адекватность Digital Twin и тем эффективнее использовать его для автоматического управления сетью.

AI/ML-МОДЕЛЬ В СОСТАВЕ DIGITAL TWIN

Как уже обсуждалось выше, а также в [1, 13, 18], современная концепция DT/DTN содержит три уровня:

- физический двойник – сеть $S(t)$, включающая реальные базовые станции, маршрутизаторы, серверы MEC, коммутаторы, транспортную сеть;
- цифровой двойник $DT(t)$, включающий поток данных телеметрии и математическую модель сети;
- AI/ML-модуль $M(t)$, который анализирует данные и прогнозирует будущее состояние сети.

Состояние сети в любой момент времени описывается вектором

$$\mathbf{S}(t) = \begin{bmatrix} L(t) \\ Q(t) \\ F(t) \\ E(t) \end{bmatrix},$$

где $L(t)$ – загрузка каналов и узлов; $Q(t)$ – показатели качества обслуживания; $F(t)$ – отказы, перегрузки, сбои; $E(t)$ – энергопотребление сети.

Более подробно:

$$\mathbf{S}(t) = (\lambda_1,...,\lambda_N, d_1,...,d_N, p_1,..., p_N, cpu_1,...,cpu_M),$$

где λ_i – загрузка i-го канала; d_i – задержка; p_i – вероятность потерь при обслуживании вызовов/сессий; cpu_i – загрузка вычислительных ресурсов MEC или облака.

AI/ML-модель предсказывает состояние через интервал времени Δt:

$$\hat{\mathbf{S}}(t+\Delta t) = ML(\mathbf{S}(t), D(t), \theta),$$

где $\mathbf{S}(t)$ – текущее состояние сети; $D(t)$ – данные телеметрии; θ – параметры модели; $\hat{\mathbf{S}}(t+\Delta t)$ – прогнозируемое состояние сети.

Более строго:

$$\hat{\mathbf{S}}(t+\Delta t) = f_\theta(\mathbf{S}(t-k), ..., \mathbf{S}(t)),$$

где используются k предыдущих состояний сети, т.е. состояния k, $k-1$, $k-2$, ..., 1.

Для различных задач применяются разные модели, как показано в таблице.

Например, прогнозируемая загрузка канала $\hat{\lambda}_{ij}(t+\Delta t)$ может использоваться системой Traffic Engineering для предварительного перераспределения маршрутов.

Модели ML для разных задач прогнозирования в DT

Задача	Модель
Прогноз трафика	LSTM
Прогноз перегрузок	GRU
Прогноз отказов оборудования	Random Forest
Выявление скрытых зависимостей	XGBoost
Анализ топологии сети	Graph Neural Networks
Самооптимизация сети	Reinforcement Learning

После принятия решения Digital Twin может автоматически сформировать управляющее воздействие $U(t) = Policy\left(\hat{\mathbf{S}}(t)\right)$, которым может являться перенаправление трафика, выделение дополнительных ресурсов, масштабирование сетевого среза, ограничение подозрительного трафика, блокировка SIM-box и т.п.

Такая архитектура фактически реализует концепцию предиктивного управления сетью Predictive Network Management и является одной из ключевых основ автономных сетей 6G. Здесь AI уже не просто анализирует сеть, а обеспечивает цикл *Observe (наблюдать)* → *Predict (прогнозировать)* → *Detect (выявлять)* → *Decide (принимать решение)* → *Act (действовать)*, превращая Digital Twin из модели наблюдения в систему интеллектуального управления сетью.

СВЯЗЬ С OSS/BSS И INVENTORY

Digital Twin не может работать без актуальной модели ресурсов. Поэтому система управления ресурсами Inventory является базовым источником данных: *Inventory={NE (сетевые элементы), Links (линии/соединения), Ports (порты), Cards (платы), Services (услуги), Customers (клиенты), Locations (местоположения)}*.

Связь можно представить так: *DT=f(Inventory, Telemetry (телеметрия), Topology (топология), Configuration (конфигурация), Performance (производительность), Faults (отказы))*.

То есть цифровой двойник объединяет:

- Inventory – что есть в сети;
- Telemetry – что происходит сейчас;
- Performance – как работает сеть;
- Fault Management – где есть проблемы;
- Configuration Management – как сеть настроена;
- Service Management – какие сервисы зависят от ресурсов.

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ DIGITAL NETWORK TWIN

Все рассмотренные модели объединяются в единую систему, которую в общем виде можно записать как

$$DTN(t)=\{G(t), \Lambda(t), Q(t), H(t), C(t), M_{AI}(t), U(t)\},$$

где $G(t)$ – граф сети; $\Lambda(t)$ – трафик; $Q(t)$ – показатели качества обслуживания; $H(t)$ – надёжность; $C(t)$ – конфигурация сетевых элементов; $M_{AI}(t)$ – AI/ML-модели; $U(t)$ – управляющие воздействия.

Эта формула отражает структуру полноценного цифрового двойника телекоммуникационной сети. Здесь одновременно учитываются топология сети, потоки трафика, показатели качества обслуживания, надёжность оборудования, конфигурация ресурсов, модели искусственного интеллекта и механизмы управления.

Главная задача Digital Twin:

$\mathbf{S}_{real}(t) \rightarrow DTN(t) \rightarrow Prediction \rightarrow Optimization \rightarrow Control.$

То есть реальная сеть передаёт данные цифровому двойнику, цифровой двойник прогнозирует состояние сети, оптимизирует решение и передаёт управляющее воздействие обратно в OSS/BSS/SDN-контролер/оркестратор и др. Таким образом, DTN представляет собой не просто виртуальную копию сети, а комплексную математическую систему, которая позволяет выполнять мониторинг, прогнозирование, оптимизацию и автоматизированное управление телекоммуникационной инфраструктурой в реальном времени. Для сетей B5G и 6G именно такие модели рассматриваются как основа концепций Autonomous Networks и Intent-Based Networking.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Если традиционная система управления сетью реагирует на уже произошедшие события:

Сеть → Авария → Обнаружение → Анализ → Реакция,

то описываемый в статье подход имеет другой вид:

Сеть → Цифровой двойник → Прогноз → Оптимизация → Упреждающее управление.

Таким образом, управление становится *не реактивным, а предиктивным*. Цифровой двойник представляет собой постоянно обновляемую виртуальную копию сети, которая получает обновляемые в реальном времени данные из физической сети (от Inventory, телеметрии; Fault Management; Performance Management; SDN-контролеров; Cloud-оркестраторов; MEC-платформ и др.). На основе этих данных цифровой двойник с интегрированной технологией искусственного интеллекта и машинного обучения AI/ML воспроизводит текущее состояние сети и прогнозирует её поведение в будущем.

То есть Digital Twin становится интеллектуальным ядром данного цикла. Без цифрового двойника система управления видит только текущее состояние сети. С цифровыми двойниками система может оценивать: что происходит сейчас, что произойдёт через 5 минут, что произойдёт через час, какие последствия вызовет конкретное управляющее воздействие.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдштейн, Б.С. Управление инфокоммуникациями / Б.С. Гольдштейн, А.Б. Гольдштейн. – СПб.: БХВ-Петербург, 2026. – 224 с.

2. Goldstein, A. Telecommunications Management in 6G Networks: Concepts. Challenges, and Applications / A. Goldstein, B. Goldstein. – Tellur Telecommunications, 2025. – 290 p.

3. Fuller, A. Digital Twin: Enabling technologies, challenges and open research / A. Fuller, Z. Fan, C. Day, C. Barlow // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 108952-108971.

4. Da Silva Ribeiro Castro, D. Monitoring and Controlling Industrial Cyber-Physical Systems with Digital Twin and Augmented Reality / D. da Silva Ribeiro Castro, A.M.A. de Sales, N.J. da Silva Farias et al. // 2023 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE).

5. Zhang, Y. Digital Twin. Architectures, networks, and applications / Y. Zhang. – Springer Cham, 2024. – 126 p.

6. Abdullahi, I. Towards a Distributed Digital Twin Framework for Predictive Maintenance in Industrial Internet of Things (IIoT) / I. Abdullahi, S. Longo, M. Samie // Sensors. – 2024. – Vol. 24, Issue 8. – article 2663.

7. Caiza, G. Immersive Digital Twin under ISO 23247 Applied to Flexible Manufacturing Processes / G. Caiza, R. Sanz // Applied Sciences. – 2024. – Vol. 14, Issue 10. – article 4204. – https://doi.org/10.3390/app14104204.

8. Zhang, K. Digital Twin Empowered Content Caching in Social-Aware Vehicular Edge Networks / K. Zhang, J. Cao, S. Maharjan, Y. Zhang // IEEE Transactions on Computational Social Systems. – 2022. – Vol. 9, Issue 1. – P. 239-251.

9. Дхамани, Н. Генеративный искусственный интеллект. Как ИИ меняет нашу жизнь и работу / Н. Дхамани, М. Энглер; Пер. с англ. – М.: Эксмо, 2026. – 386 с.

10. Wang, F. A study of digital twin-based digital derivation mechanisms for manufacturing companies / F. Wang, C. Zhe, M. Sun // 2023 5th International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE).

11. Гольдштейн, А.Б. Открытая цифровая архитектура. Движение в сторону 5G / А.Б. Гольдштейн, С.В. Кисляков, М.А. Феноменов // Вестник связи. – 2023. – № 7. – С. 12-15.

12. Liu, T. Resource allocation in DT-assisted internet of vehicles via edge intelligent cooperation / T. Liu, L. Tang, W. Wang et al. // IEEE Internet of Things Journal. – 2022. – Vol. 9, Issue 18. – P. 17608-17626.

13. Гольдштейн, А.Б. Цифровой двойник для управления сетью связи / А.Б. Гольдштейн, С.В. Кисляков // Вестник связи. – 2021. – № 7. – С. 27-32.

14. Гольдштейн, Б.С. Цифровые двойники как основа новой парадигмы управления инфокоммуникациями / Б.С. Гольдштейн, С.В. Кисляков // Электросвязь. – 2025. – № 2. – С. 32-39.

15. Картер, Д. Синтез данных и цифровые двойники / Д. Картер. – М.: Эксмо, 2024.

16. Vafaeva, K.M. Digital Twins and Neural Networks: A Powerful Toolkit for Developing Fretting Fatigue-Resistant Materials / K.M. Vafaeva, D.F. Karpov, V. Romanovski // Advances in Civil Engineering. – 2025. – No. 1. – article 9996376. – https://doi.org/10.1155/adce/9996376.

17. Чукарин, А.В. Бизнес-процессы и информационные технологии в управлении современной инфокоммуникационной компанией / А.В. Чукарин, К.Е. Самуйлов, Н.В. Яркина. – М.: Альпина Паблишерз, 2016. – 512 с.

18. Бишоп, К.М. Глубокое обучение: принципы и концепции / К.М. Бишоп, Х. Бишоп; пер. с англ. В.И. Бахура. – М.: ДМК Пресс, 2025. – 740 с.

Получено 18.08.2026; принято к печати 24.08.2026

Models and methods of digital twins in B5G/6G telecommunications management

B.S. Goldstein, professor, Dr.Sci.(Tech.); bgold@niits.ru

S.V. Kislyakov, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, associate professor, ARGUS Research and Development Center, business analyst, Ph.D.; s.v.kislyakov@gmail.com

Abstract. This paper considers the concept, architecture, and mathematical models of Digital Twins (DT) applied to the management of Beyond 5G (B5G) and 6G telecommunication networks. The evolution of Digital Twin technologies and their role in the transition from traditional reactive management systems to predictive and self-optimizing networks are analyzed. Mathematical models of network state, topology, traffic, service quality, optimization, and synchronization between the digital and physical twins are proposed. Particular attention is devoted to the integration of Artificial Intelligence (AI) and Machine Learning (ML) methods for network state prediction, anomaly detection, congestion prevention, and automated decision-making. The paper also discusses the principles of Network Digital Twin (NDT) construction and its interaction with OSS/BSS systems, Inventory databases, and telemetry sources. It is shown that Digital Twins become a key enabling technology for Autonomous Networks, Intent-Based Networking, and AI-Native 6G architectures, providing real-time monitoring, forecasting, optimization, and intelligent management of telecommunication infrastructures.

Keywords: digital twin, network digital twin, telecommunications management, B5G, 6G, artificial intelligence, machine learning, autonomous networks, intent-based networking, OSS/BSS, network automation, traffic engineering, telemetry, inventory, QoS, SLA, MEC, SDN/NFV, predictive network management, self-optimizing networks.

For citation: Goldstein, B.S. Models and methods of digital twins in B5G/6G telecommunications management / B. S. Goldstein, S.V. Kislyakov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 13-22. (in russian)

REFERENCES

1. Goldstein, B.S. Telecommunications Management / B.S. Goldstein, A.B. Goldstein. – St.-Petersburg: BHV-Petersburg, 2026. – 224 p. (in russian)

2. Goldstein, A. Telecommunications Management in 6G Networks: Concepts. Challenges, and Applications / A. Goldstein, B. Goldstein. – Tellur Telecommunications, 2025. – 290 p.

3. Fuller, A. Digital Twin: Enabling technologies, challenges and open research / A. Fuller, Z. Fan, C. Day, C. Barlow // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 108952-108971.

4. Da Silva Ribeiro Castro, D. Monitoring and Controlling Industrial Cyber-Physical Systems with Digital Twin and Augmented Reality / D. da Silva Ribeiro Castro, A.M.A. de Sales, N.J. da Silva Farias et al. // 2023 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE).

5. Zhang, Y. Digital Twin. Architectures, networks, and applications / Y. Zhang. – Springer Cham, 2024. – 126 p.

6. Abdullahi, I. Towards a Distributed Digital Twin Framework for Predictive Maintenance in Industrial Internet of Things (IIoT) / I. Abdullahi, S. Longo, M. Samie // Sensors. – 2024. – Vol. 24, Issue 8. – article 2663.

7. Caiza, G. Immersive Digital Twin under ISO 23247 Applied to Flexible Manufacturing Processes / G. Caiza, R. Sanz // Applied Sciences. – 2024. – Vol. 14, Issue 10. – article 4204. – https://doi.org/10.3390/app14104204.

8. Zhang, K. Digital Twin Empowered Content Caching in Social-Aware Vehicular Edge Networks / K. Zhang, J. Cao, S. Maharjan, Y. Zhang // IEEE Transactions on Computational Social Systems. – 2022. – Vol. 9, Issue 1. – P. 239-251.

9. Dhamani, N. Generative Artificial Intelligence: How AI Is Changing Our Life and Work / N. Dhamani, M. Engler; translated from English. – Moscow: Eksmo, 2026. – 386 p. (in russian)

10. Wang, F. A study of digital twin-based digital derivation mechanisms for manufacturing companies / F. Wang, C. Zhe, M. Sun // 2023 5th International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE).

11. Goldstein, A.B. Open Digital Architecture: Moving Towards 5G / A.B. Goldstein, S.V. Kislyakov, M.A. Fenomenov // Vestnik Svyazi. – 2023. – No. 7. – P. 12- 15. (in russian)

12. Liu, T. Resource allocation in DT-assisted internet of vehicles via edge intelligent cooperation / T. Liu, L. Tang, W. Wang et al. // IEEE Internet of Things Journal. – 2022. – Vol. 9, Issue 18. – P. 17608-17626.

13. Goldstein, A.B. Digital twin for communication network management / A.B. Goldstein, S.V. Kislyakov // Vestnik Svyazi. – 2021. – No. 7. – P. 27-32. (in russian)

14. Goldstein, B.S. Digital Twins as the Basis of the New Paradigm of Infocommunications management / B.S. Goldstein, S.V. Kislakov // Electrosvyaz. – 2025. – No. 2. – P. 32-40. (in russian)

15. Carter, J. Data Synthesis and Digital Twins / J. Carter. – Moscow: Eksmo, 2024. (in russian)

16. Vafaeva, K.M. Digital Twins and Neural Networks: A Powerful Toolkit for Developing Fretting Fatigue-Resistant Materials / K.M. Vafaeva, D.F. Karpov, V. Romanovski // Advances in Civil Engineering. – 2025. – No. 1. – article 9996376. – https://doi.org/10.1155/adce/9996376.

17. Chukarin, A.V. Business Processes and Information Technologies in the Management of a Modern Infocommunications Company / A.V. Chukarin, K.E. Samouylov, N.V. Yarkina. – Moscow: Alpina Publishers, 2016. – 512 p. (in russian)

18. Bishop, C.M. Deep Learning; Foundations and Concepts / C.M. Bishop, H. Bishop. – Springer, 2023.

Разработка и исследование метода оценки эффективности системы перераспределения потоков трафика между облачными и туманными уровнями обработки

Е.В. Глушак, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, доцент кафедры сетей и систем связи, к.т.н.; evglushak@yandex.ru

УДК 004.72: 004.7: 519.876.5 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.003

Аннотация. *Целью данной работы является разработка и верификация формального метода оценки эффективности системы перераспределения трафика в гибридной среде. Метод основан на математической модели, которая описывает изменение длин очередей на облачном и туманном уровнях как функцию входного трафика, управляющей доли его распределения и задержки в контуре обратной связи. Проведенный анализ показал, что разработанная система адаптивного управления уменьшает среднюю длину очереди и задержки на 45–50% в отличие от статической маршрутизации. Практическая значимость метода заключается в возможности его использования для проектирования отказоустойчивых и высокопроизводительных решений в областях, где миллисекундные задержки недопустимы.*

Ключевые слова: *маршрутизация, гибридные сети, облачно-туманная архитектура, IoT, пропускная способность, потери пакетов, оптимизация маршрутов, распределение трафика.*

Для цитирования: *Глушак, Е.В. Разработка и исследование метода оценки эффективности системы перераспределения потоков трафика между облачными и туманными уровнями обработки / Е.В. Глушак // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 23-29.*

ВВЕДЕНИЕ

В современных сетях интернета вещей (Internet of Things, IoT) происходит увеличение объема передаваемых данных и, соответственно, перед разработчиками ставится задача обеспечить не только высокую производительность, но и минимальные задержки при передаче данных. Традиционные облачные платформы не всегда способны удовлетворить требования приложений с жесткими ограничениями по времени отклика и надежности [1]. При наличии единственного облачного центра обработки могут возникать неприемлемые задержки и перегрузка каналов связи, тогда как локальная обработка ограничена вычислительными ресурсами и не гарантирует стабильной работы. Поэтому для успешного использования облачно-туманных систем необходим надежный механизм распределения потоков данных, который будет устойчив к задержкам и динамическим изменениям нагрузки [2].

Без формальной гарантии устойчивости алгоритмов маршрутизации риск возникновения лавинообразных нарастаний очередей и неустранимых простоев в критических узлах делает архитектуру неприменимой в реальных условиях. Практическая значимость разработки метода оценки стабильности состоит в том, что он позволит операторам и разработчикам сервисов на ранних этапах проектирования и отладки гибридных облачно-туманных сетей формально проверить поведение системы под нагрузкой, определить максимально допустимые задержки управления и выбрать оптимальные параметры маршрутизации. Внедрение такого подхода откроет путь к масштабируемым, отказоустойчивым и высокопроизводительным решениям для «умных» городов, промышленной автоматизации и других областей, где миллисекунды задержки могут стоить жизни или серьёзных финансовых потерь.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МАРШРУТИЗАЦИИ В СЕТЯХ С ОБЛАЧНОЙ И ТУМАННОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

В последние годы архитектуры, объединяющие облачные (Cloud) и туманные (Fog) вычисления, привлекли внимание исследователей благодаря возможности распределять нагрузку между удалёнными дата-центрами и ближайшими к источникам данных узлами [3, 4]. В классических облачных сетях устройства (Edge) передают весь трафик к мощным облачным серверам, что обеспечивает централизованное управление и практически неограниченные вычислительные ресурсы, но сопровождается значительными задержками и риском перегрузки каналов связи [5]. В противоположность этому туманные узлы, расположенные «на границе» сети, ближе к конечным устройствам, способны обрабатывать данные локально, снижая задержки и трафик в ядре сети, но обладают ограниченной производительностью, а при масштабировании системы возникает необходимость синхронизации и согласования состояния множества распределен-

ных узлов [6]. Современные методы маршрутизации в гибридных облачно-туманных сетях решают задачу баланса между скоростью отклика и эффективностью использования ресурсов [7]. Многие публикации по проблемам маршрутизации трафика опираются на эвристические алгоритмы, которые в реальном времени динамически перераспределяют потоки на основе текущей загрузки облака и тумана, другие используют модели оптимизации (линейного или целочисленного программирования) для предварительного планирования траекторий трафика под заданные сценарии нагрузки [8–10]. В ряде работ применяются методы машинного обучения для адаптивного выбора путей, когда агент по накопленным оценкам задержек и пропускной способности автоматически вырабатывает политику переключения между облачными и туманными маршрутами [11–13]. Наряду с этим были предложены протоколы с обратной связью, где каждый узел периодически отчитывается о своих ресурсах и временных метках обработки, что позволяет централизованному контроллеру (SDN-подход) динамически переназначать потоки [14]. Тем не менее большинство существующих решений фокусируются либо на кратковременной адаптации к резким пикам трафика, либо на глобальной оптимизации без учёта сетевых задержек обратной связи [15, 16]. Становится необходимой разработка формализованных методов оценки устойчивости и производительности маршрутизации, которые учитывали бы как динамику задержек, так и адаптивность управления долями трафика между облачным и туманным уровнями. Именно в этой области разработанный подход развивает методы управления распределением нагрузки в облачно-туманных системах с учетом сетевых задержек.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ И МЕТОДА ОЦЕНКИ

Введем вектор состояния $\mathbf{x}(t)=\begin{pmatrix} q_c(t) \\ q_f(t) \end{pmatrix}$, где $q_c(t)$ – длина очереди запросов в облаке; $q_f(t)$ – длина очереди запросов в тумане [17]. Зададим интенсивность поступления запросов $u(t)$ и долю трафика $v(t)\in[0,1]$, перенаправляемую в облако (остальная часть $(1-v(t))$ идет в туман).

Запишем уравнения изменения во времени длин очередей пакетов на облачном и туманном уровнях обработки с учетом передачи пакетов и задержки τ:

$$\begin{aligned} \dot{q}_c(t) &= v(t-\tau)u(t-\tau)-\mu_c q_c(t); \\ \dot{q}_f(t) &= (1-v(t))u(t)-\mu_f q_f(t), \end{aligned} \qquad (1)$$

где $\mu_c, \mu_f>0$ – пропускные способности облака и тумана; τ – задержка обратной связи при изменении $v(t)$.

В стационарном режиме все переменные постоянны $\dot{q}_c=0$, $\dot{q}_f=0$, $v(t)=v^*$, $u(t)=u^*$. Приравниваем уравнения (1) к нулю и получаем условия на равновесие (q_c^*, q_f^*, v^*, u^*), а именно $v^*u^*=\mu_c q_c^*$; $(1-v^*)u^*=\mu_f q_f^*$.

Эти два уравнения позволяют выразить q_c^*, q_f^* через u^* и v^*, при этом $q_c^*=\dfrac{v^*u^*}{\mu_c}$; $q_f^*=\dfrac{(1-v^*)u^*}{\mu_f}$. Обозначим вектор состояния и управления в общем виде $\mathbf{x}(t)=\begin{pmatrix} q_c(t) \\ q_f(t) \end{pmatrix}$, $u(t), v(t)$. Вокруг точки равновесия вводим малые возбуждения $\delta\mathbf{x}(t)=\mathbf{x}(t)-\mathbf{x}^*$, $\delta u(t)=u(t)-u^*$, $\delta v(t)=v(t)-v^*$, здесь $\mathbf{x}^*=\begin{pmatrix} q_c^* \\ q_f^* \end{pmatrix}$ – вектор равновесного состояния, компоненты которого соответствуют равновесным длинам очередей на облачном и туманном уровнях обработки. Исходная нелинейная динамика показана с помощью выражения (1). Подставим в (1) $q_c=q_c^*+\delta q_c$, $q_f=q_f^*+\delta q_f$, $u(t)=u^*+\delta u(t)$, $v(t)=v^*+\delta v(t)$, $u(t-\tau)=u^*+\delta u(t-\tau)$. Разложим правые части выражения (1) в ряд Тейлора в окрестности точки равновесия, ограничившись слагаемыми первого порядка по малым величинам δq_c, δq_f, δu, δv.

Для $\dot{q}_c$:

$$\begin{aligned} &\dot{q}_c = v(t-\tau)u(t-\tau)-\mu_c q_c = \\ &= (v^*+\delta v(t-\tau))(u^*+\delta u(t-\tau))-\mu_c(q_c^*+\delta q_c) = \\ &= v^*u^*+v^*\delta u(t-\tau)+u^*\delta v(t-\tau)-\mu_c q_c^*-\mu_c\delta q_c + \\ &+(\text{высший_порядок}). \end{aligned}$$

Так как в равновесии $v^*u^*-\mu_c q_c^*=0$, то остается

$$\delta\dot{q}_c(t)=u^*\delta v(t-\tau)+v^*\delta u(t-\tau)-\mu_c\delta q_c(t).$$

Для $\dot{q}_f$:

$$\begin{aligned} &\dot{q}_f = (1-(v^*+\delta v))(u^*+\delta u)-\mu_f(q_f^*+\delta q_f) = \\ &= (1-v^*)u^*-\mu_f q_f^*+(1-v^*)\delta u-u^*\delta v-\mu_f\delta q_f + \\ &+(\text{высший_порядок}). \end{aligned}$$

Используя $(1-v^*)u^*-\mu_f q_f^*=0$, получаем

$$\delta\dot{q}_f(t)=(1-v^*)\delta u(t)-u^*\delta v(t)-\mu_f\delta q_f(t).$$

Приведем полученную систему уравнений для малых отклонений к матричной форме. Соберем $\delta\mathbf{x}=(\delta q_c, \delta q_f)^{\mathrm{T}}$, δv, δu в одно уравнение вида:

$$\delta\dot{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{A}\delta\mathbf{x}(t)+\mathbf{A}_d\delta\mathbf{x}(t-\tau)+\mathbf{B}\delta v(t-\tau)+\mathbf{D}\delta u(t)+\mathbf{E}\delta u(t-\tau).$$

В полученной модели отклонение $\delta u(t-\tau)$ управляющего параметра распределения потока, поступающее с задержкой τ, влияет на уравнение изменения очереди облачного уровня. Отклонение $\delta u(t)$, действующее без задержки, влияет на уравнение изменения очереди туманного уровня. Поэтому данные воздействия входят в различные строки векторного уравнения состояния. Матрица коэффициентов при

текущем векторе отклонений состояния $\delta\mathbf{x}(t)$ имеет вид $\mathbf{A}=\begin{vmatrix}-\mu_c & 0\\ 0 & -\mu_f\end{vmatrix}$. В рассматриваемой модели правые части уравнений не содержат членов, непосредственно зависящих от вектора состояний $\delta\mathbf{x}(t-\tau)$, а значит, что $\mathbf{A}_d=\begin{vmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\end{vmatrix}$. Коэффициенты при отклонении $\delta u(t-\tau)$ определяются из соответствующих членов первого и второго уравнений, а именно $u^*\delta q_c$ и $-u^*\delta q_f$. Поэтому вектор коэффициентов при $\delta u(t-\tau)$ равен $\mathbf{B}=\begin{vmatrix}u^*\\ -u^*\end{vmatrix}$. Коэффициенты при текущем отклонении $\delta u(t)$, влияющем на очередь туманного уровня, формируют вектор $\mathbf{D}=\begin{vmatrix}0\\ 1-v^*\end{vmatrix}$ и, наконец, влияние отклонения $\delta u(t-\tau)$ описывается вектором $\mathbf{E}=\begin{vmatrix}v^*\\ 0\end{vmatrix}$.

В модели учитываются два управляющих параметра. Во-первых, это $u(t)$, определяющий распределение трафика между облачным и туманным уровнями, во-вторых, $v(t)$, характеризующий передачу части потока между уровнями. Текущие значения управляющих параметров изменяют длины очередей сразу, а их значения с задержкой τ влияют на очереди спустя некоторое время. Все это учитывается отдельными матричными коэффициентами в модели.

Приступим к построению функционала Ляпунова–Красовского [18, 19]. Для оценки устойчивости систем с запаздыванием используется функционал

$$V(\delta\mathbf{x}_t)=\delta\mathbf{x}(t)^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\delta\mathbf{x}(t)+\int_{t-\tau}^{t}\delta\mathbf{x}(s)^{T}\mathbf{Q}\delta\mathbf{x}(s)ds,$$

где $\mathbf{P}=\mathbf{P}^{\mathrm{T}}>0$ и $\mathbf{Q}=\mathbf{Q}^{\mathrm{T}}\geq 0$ – симметричные матрицы.

Сформулируем LMI-условия асимптотической устойчивости системы распределения трафика с задержкой τ в управляющих воздействиях [20]. Дифференцируя V вдоль решений системы и требуя $\dot{V}<0$, получаем систему линейных матричных неравенств (LMI)

$$\begin{vmatrix}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{A}+\mathbf{Q} & \mathbf{P}\mathbf{A}_d & \mathbf{P}\mathbf{B}\\ \mathbf{A}_d^{\mathrm{T}}\mathbf{P} & -\mathbf{Q} & 0\\ \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} & 0 & -\gamma\mathbf{I}\end{vmatrix}<0, \qquad (2)$$

где $\gamma>0$ – заданный положительный скалярный параметр. С использованием пакета MATLAB LMI Toolbox выполняется поиск симметричных матриц $\mathbf{P}>0$ и $\mathbf{Q}\geq 0$, при которых блочная матрица, заданная LMI-условием (2), является отрицательно определенной. Проверяется выполнимость неравенства (2) относительно известных матриц $\mathbf{P}$ и $\mathbf{Q}$. Существование такого решения означает асимптотическую устойчивость системы распределения трафика с задержкой τ.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB

Сначала на основе разработанной математической модели были запрограммированы уравнения динамики системы, описывающие изменение длин очередей запросов в облачном и туманном уровнях. В модель были включены параметры пропускной способности, задержки обратной связи и внешний трафик.

Для численного анализа использовался блок моделирования Simulink, где система была представлена в виде набора взаимосвязанных блоков, таких как источники трафика, блоки задержки, сумматоры и интеграторы. С помощью данных блоков можно смоделировать процесс поступления, распределения и обработки запросов [20].

Далее, для проверки устойчивости, были сформированы линейные матричные неравенства (LMI), которые затем решались с помощью встроенного пакета MATLAB LMI Toolbox. Выбранный инструмент позволяет находить положительно определённые матрицы, удовлетворяющие условиям устойчивости Ляпунова–Красовского.

Далее проводились серии экспериментов. Моделировались различные сценарии нагрузки (плавное изменение трафика и его резкие скачки, вариации параметров задержки и пропускной способности). В ходе моделирования отслеживалось поведение системы – как изменялись длины очередей, как быстро система возвращалась к равновесию после возмущений.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Результаты моделирования подтверждают эффективность и ключевые преимущества разработанной системы адаптивного управления. В табл. 1 приведены параметры сценария компьютерного моделирования системы распределения трафика.

Главной достигнутой целью является стабилизация работы гибридной облачно-туманной среды под динамической нагрузкой (рис. 1).

Проведенное моделирование показывает, как система в реальном времени регулирует перераспределение трафика, удерживая рост фактических длин очередей в облаке $q_c(t)$ и тумане $q_f(t)$ вблизи их оптимальных значений q_c^* и q_f^*. При колебаниях входящего трафика алгоритм регулирует возмущения и обеспечивает сходимость всей системы к равновесному состоянию. Параметры начальной загрузки и адаптивного управления в эксперименте сведем в табл. 2.

На рис. 2 представлена динамика загрузки вычислительных ресурсов облачного и туманного уровней в процессе моделирования. График показывает, как адаптивное перераспределение входного трафика из-

Рисунок 1
Динамика очередей в облачно-туманной системе

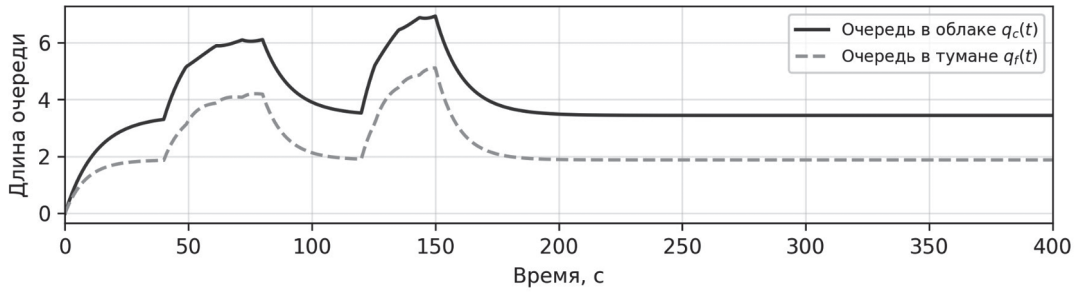


Таблица 1
Параметры сценария компьютерного моделировния системы распределения трафика

Параметр	Значение / описание
Интервал моделирования	0–400 с
Шаг интегрирования	0,1 с
Начальные условия	$q_c(0)=0$
Базовая интенсивность трафика u	от 2500 до 5500 запросов/с
Всплеск нагрузки 1	40–80 с, увеличение u на заданную величину
Всплеск нагрузки 2	120–150 с, более сильное увеличение u
Управляющий сигнал	доля трафика $v(t)$, направляемая в облако
Закон управления	адаптивное перераспределение между облаком и туманом по текущим значениям очередей

Таблица 2
Параметры начальной загрузки и адаптивного управления в эксперименте

Параметр	Значение / описание
Интервал моделирования	0–200 с
Базовая загрузка облака	55%
Базовая загрузка тумана	45%
Период повышенной нагрузки 1	40–80 с
Период повышенной нагрузки 2	120–150 с
Порог утилизации	80%
Механизм управления	адаптивное перераспределение входного трафика между облаком и туманом на основе длин очередей
Цель управления	удержание загрузки обоих уровней ниже порога 80% при минимизации длины очередей

меняет загрузку ресурсов при повышении интенсивности поступающих запросов. Полученные результаты моделирования доказывают целесообразность использования разработанного метода поддержки загрузки обоих уровней ниже установленного порогового значения и предотвращения их перегрузки. Полученная зависимость является основным практическим результатом компьютерного моделирования и показывает эффективность адаптивного перераспределения входного трафика для предотвращения перегрузки облачного и туманного уровней.

Пороговое значение загрузки, равное 80%, используется как ограничение для адаптивного перераспределения входного трафика между облачным и туманным уровнями. В отличие от существующих решений разработанная модель перераспределяет нагрузку, не допуская достижения порога. В результате чего снижается риск отказов и повышается надежность обслуживания. Также разработанная модель приводит к более стабильному и предсказуемому времени отклика. Принципиальное отличие данной модели над существующими решениями заключается в ее теоретическом фундаменте и гарантиях, которые она предоставляет. Многие современные методы не учитывают динамическую природу сетевых задержек и могут приводить к колебаниям или даже неустойчивости при резких изменениях нагрузки. Предложенная модель построена на теории управления с запаздыванием и анализе устойчивости по Ляпунову и обеспечивает математически доказанную устойчивость. Система работает в тестовых условиях и гарантированно возвращается в равновесие после любых допустимых возмущений, исключая сценарии лавинообразного роста задержек. Важным отличием является не просто снижение длины очереди и загрузки, а внесение принципа предсказуемости в саму систему перераспределения трафика. На рис. 3 представлены изменение интенсивности входного IoT-трафика и соответствующая ему динамика доли трафика, которая направлена на облачный уровень обработки. Голу-

Рисунок 2
Динамика загрузки вычислительных ресурсов

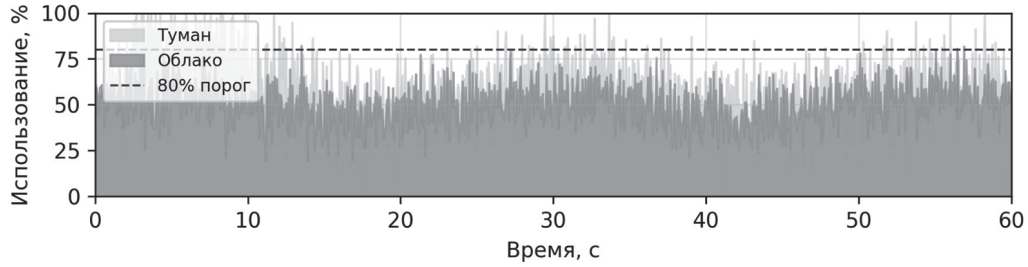
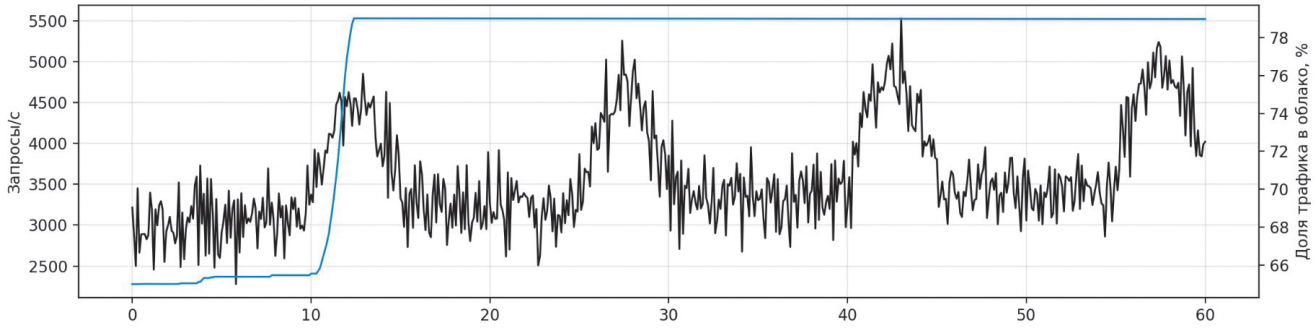


Рисунок 3
Входной трафик и доля запросов, направляемых в облако



бая кривая показывает интенсивность поступающих запросов. В начальный период моделирования она возрастает с 2500 до 5500 запросов/с, далее сохраняется на установленном уровне. Черная кривая отображает долю входного трафика, передаваемую в облако. При изменении нагрузки ее значение корректируется в диапазоне 68–78%, обеспечивая перераспределение запросов между уровнями. Периодические колебания управляющего параметра вызваны адаптацией системы к текущему состоянию очередей и изменению поступающего трафика.

Предложенный механизм не сохраняет долю трафика, направляемую в облако, а изменяет ее в процессе работы системы в соответствии с текущей нагрузкой, учитывая изменения входного потока при распределении запросов между уровнями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённое исследование было сфокусировано на решении одной из ключевых проблем современных распределённых систем – обеспечении устойчивой и эффективной маршрутизации трафика в гибридных облачно-туманных средах. Главным результатом работы является разработка и всесторонняя верификация математической модели и формального метода оценки устойчивости системы автоматического управления, построенного на принципах теории управления с запаздыванием и анализе функций Ляпунова. Практическая значимость данного подхода подтверждена комплексным моделированием, которое продемонстрировало его существенное превосходство над традиционными методами.

Результаты моделирования подтверждают эффективность адаптивного перераспределения трафика по показателям длины очередей и загрузки вычислительных ресурсов. Разработанный адаптивный алгоритм изменяет распределение входного трафика между уровнями в соответствии с текущим состоянием системы. При этом он ограничивает рост очередей и загрузки вычислительных ресурсов в периоды изменения интенсивности входного потока, следовательно, применение такого алгоритма способствует уменьшению времени ожидания запросов, снижению риска перегрузки отдельных узлов и более равномерному использованию вычислительных ресурсов. Полученные результаты не только повышают надежность, но и ведут к более рациональному использованию дорогостоящей инфраструктуры.

Разработанная модель оказывает существенное влияние на сам подход к проектированию сетей с облачно-туманной архитектурой, так как управление маршрутизацией переносится в область гарантированных решений. Внедрение предложенного в статье метода позволяет операторам на этапе проектирования количественно оценивать устойчивость системы к сетевым задержкам и скачкам трафика, определять максимально допустимые параметры и выбирать оптимальные настройки контроллеров. Модель минимизирует ри-

ски и предотвращает лавинообразные нарастания задержек и отказы в критически важных приложениях, где каждая миллисекунда имеет значение.

Перспективным направлением дальнейших исследований является усложнение данной модели за счет учета гетерогенности и мобильности туманных узлов и нестационарного характера задержек в каналах связи. Объединение методов машинного обучения и обучения с подкреплением для адаптивной настройки параметров регулятора в реальном времени могло бы расширить область применимости системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глушак, Е.В. Исследование и разработка модели автоматического управления потоками трафика в облачно-туманных инфраструктурах / Е.В. Глушак // Электросвязь. – 2026. – № 2. – С. 2-7.

2. Глушак, Е.В. Разработка алгоритма маршрутизации для гибридных сетей с облачно-туманной архитектурой на основе вариационного принципа наименьшего действия / Е.В. Глушак, Д.С. Клюев // Электросвязь. – 2026. – № 2. – С. 8-15.

3. Глушак, Е.В. Моделирование многопутевой маршрутизации в гибридных сетях связи с использованием облачных и туманных вычислений / Е.В. Глушак, Д.С. Клюев, В.И. Воловач // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2026. – Т. 20, № 3. – С. 28-34.

4. Biswas, S. Securing IoT networks in cloud computing environments: a real-time IDS / S. Biswas, Md.S.A. Ansari // The Journal of Supercomputing. – 2024. – Vol. 80, Issue 10. – P. 14489-14519. – DOI 10.1007/s11227-024-06021-z.

5. Глушак, Е.В. Анализ отказоустойчивости в IoT-системах на основе туманных вычислений / Е.В. Глушак // Труды учебных заведений связи. – 2026. – Т. 12, № 2. – С. 27-35.

6. Глушак, Е.В. Облачные и туманные вычисления: архитектура, моделирование, применение: монография / Е. В. Глушак. – Вологда; Москва: ООО «Инфра-Инженерия», 2025. – 180 с.

7. Yermakov, S.G. Evaluating the efficiency of fog computingon the internet of things using a Non-Markov model / S.G. Yermakov, M.M. Khalil, A.D. Khomonenko, K.A. Bukharova // T-Comm. – 2022. – Vol. 16, No. 12. – P. 46-52.

8. Саломатина, Е.В. Существующие методы прогнозирования трафика с использованием машинного обучения / Е.В. Саломатина, В.К. Сарьян // Технологии информационного общества: Сборник трудов XVIII Международной отраслевой научно-технической конференции, Москва, 27–28 февраля 2024 года. – М.: МТУСИ, 2024. – С. 214-216.

9. Глушак, Е.В. Применение теории автоматического управления в сетях связи с облачно-туманной архитектурой / Е.В. Глушак // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2026. – Т. 14, № 5(56). – DOI: 10.26102/2310-6018/2026.56.5.009.

10. Мурашкин, И.Н. Исследование алгоритмов минимизации задержек в системах обработки потоков данных / И.Н. Мурашкин // Инновации и инвестиции. – 2025. – № 4. – С. 356-359.

11. Лаптева, Т.В. Методы глубокого обучения в прогнозировании трафика в сетях автотранспорта на основе распределенной вычислительной системы / Т.В. Лаптева, А.С.А. Мутханна // Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио. – 2024. – № 1(79). – С. 206-209.

12. Гаипов, К.Э. Применение контурного метода для решения задачи оптимального распределения трафика в сети / К.Э. Гаипов, А.А. Кузнецов, И.Л. Крикунов // Сибирский аэрокосмический журнал. – 2023. – Т. 24, № 3. – С. 418-435.

13. Бушеленков, С.Н. Эффективный метод многопутевой маршрутизации трафика в сети интернета вещей / С.Н. Бушеленков // Электросвязь. – 2022. – № 4. – С. 16-22.

14. Карташевский, И.В. Обработка коррелированного трафика в сетях инфокоммуникаций / И.В. Карташевский. – М.: Горячая линия - Телеком, 2023. – 200 с.

15. Воробьев, С.П. Модель обмена системы распределенного реестра облачных, туманных и граничных вычислений / С.П. Воробьев, С.Н. Широбокова, В.А. Евсин // Информационные технологии и вычислительные системы. – 2022. – № 2. – С. 11-21.

16. Волков, А.Н. Задача маршрутизации в сети динамических туманных вычислений / А.Н. Волков // Труды учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10, № 4. – С. 27-37.

17. Душин, С.Е. Теория автоматического управления / С.Е. Душин, Н.С. Зотов, Д.Х. Имаев и др.; Под ред. В.Б. Яковлева. – М.: Высшая школа, 2009. – 568 с.

18. Sheng, Zh. Asymmetric Lyapunov–Krasovskii functional method on stability of time-delay systems / Zh. Sheng, Ch. Lin, B. Chen, Q.-G. Wang // International Journal of Robust and Nonlinear Control. – 2021. – Vol. 31, No. 7. – P. 2847-2854.

19. Beisenbi, M. Approach to the synthesis of an aperiodic robust automatic control system based on the gradient-speed method of Lyapunov vector functions / M. Beisenbi, S. Kaliyeva // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. – Vol. 1, No. 3(121). – P. 6-14.

20. Dorofieiev, Yu.I. Stabilization of discrete-time systems with state-delays and saturating control inputs / Yu.I. Dorofieiev, L.M. Lyubchyk, O.S. Melnikov // Radio Electronics, Computer Science, Control. – 2023. – No. 2. – P. 142-151.

Получено 15.09.2026;
принято к печати 17.09.2026

Development and research of a method for assessing the effectiveness of a traffic flow redistribution system between cloud and fog processing layers

E.V. Glushak, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, department of networks and communication systems, associate professor, Ph.D.; evglushak@yandex.ru

Abstract. The aim of this work is to develop and verify a formal method for assessing the effectiveness of a traffic redistribution system in a hybrid environment. The method is based on a mathematical model that describes the change in queue lengths at the cloud and fog levels as a function of the input traffic, the control share of its distribution, and the delay in the feedback loop. The analysis indicated that the developed adaptive control system reduces the average queue length and delays by 45–50%, as compared to static routing. The practical significance of the method lies in its ability to be used for designing fault-tolerant and high-performance solutions in areas where millisecond delays are unacceptable.

Keywords: routing, hybrid networks, cloud-fog architecture, IoT, throughput, packet loss, route optimization, traffic distribution.

For citation: Glushak, E.V. Development and research of a method for assessing the effectiveness of a traffic flow redistribution system between cloud and fog processing layers / E.V. Glushak // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 23-29. (in russian)

REFERENCES

1. Glushak, E.V. Research and development of a model for automatic traffic flow control in cloud-fog infrastructures / E.V. Glushak // Electrosvaz. – 2026. – No. 2. – P. 2-7. (in russian)

2. Glushak, E.V. Development of a routing algorithm for hybrid networks with cloud-fog architecture based on variational principle of least action / E.V. Glushak, D.S. Klyuev // Electrosvaz. – 2026. – No. 2. – P. 8-15. (in russian)

3. Glushak, E.V. Modeling of Multipath Routing in Hybrid Communication Networks Using Cloud and Fog Computing / E.V. Glushak, D.S. Klyuev, V.I. Volovach // T-Comm: Telecommunications and Transport. – 2026. – Vol. 20, Issue 3. – P. 28-34. (in russian)

4. Biswas, S. Securing IoT networks in cloud computing environments: a real-time IDS / S. Biswas, Md.S.A. Ansari // The Journal of Supercomputing. – 2024. – Vol. 80, Issue 10. – P. 14489-14519. – DOI 10.1007/s11227-024-06021-z.

5. Glushak, E.V. Fault Tolerance Analysis in IoT Systems Based on Fog Computing / E.V. Glushak // Proceedings of Telecommunication Universities. – 2026. – Vol. 12, Issue 2. – P. 27-35. (in russian)

6. Glushak, E.V. Cloud and fog computing: architecture, modeling, application: monograph / E.V. Glushak. – Vologda; Moscow: Infra-Engineering LLC, 2025. – 180 p. (in russian)

7. Yermakov, S.G. Evaluating the efficiency of fog computingon the internet of things using a Non-Markov model / S.G. Yermakov, M.M. Khalil, A.D. Khomonenko, K.A. Bukharova // T-Comm. – 2022. – Vol. 16, No. 12. – P. 46-52.

8. Salomatina, E.V. Practical methods of tractor implementation using machine learning / E.V. Salomatina, V.K. Saryan // Information society technologies: Proceedings of the XVIII International Scientific and Practical Conference. Industry Scientific and Technical Conference, Moscow, February 27-28, 2024. – Moscow: MTUCI, 2024. – P. 214-216. (in russian)

9. Glushak, E.V. Application of Automatic Control Theory in Communication Networks with Cloud-Fog Architecture / E.V. Glushak // Modeling, Optimization and Information Technology. – 2026. – Vol. 14, No. 5(56). – DOI: 10.26102/2310-6018/2026.56.5.009. (in russian)

10. Murashkin, I.N. Investigation of algorithms for minimizing delays in data flow processing systems / I.N. Murashkin // Innovations and investments. – 2025. – No. 4. – P. 356-359. (in russian)

11. Lapteva, T.V. Methods of deep learning in traffic forecasting in motor transport networks based on a distributed computing system / T.V. Lapteva, A.S.A. Muthanna // Scientific and Technical Conference of the St. Petersburg Scientific Research Institute named after A.S. Popov, dedicated to Radio Day. – 2024. – No. 1(79). – P. 206-209. (in russian)

12. Gaipov, K.E. Application of the contour method to solve the problem of optimal traffic distribution in the network / K.E. Gaipov, A.A. Kuznetsov, I.L. Krikunov // Siberian Aerospace Journal. – 2023. – Vol. 24, No. 3. – P. 418-435. (in russian)

13. Bushelenkov, S.N. An effective method of multipath traffic routing in the Internet of Things / S.N. Bushelenkov // Electrosvyaz. – 2022. – No. 4. – P. 16-22. (in russian)

14. Kartashevsky, I.V. Processing correlated traffic in infocommunication networks / I.V. Kartashevsky. – Moscow: NTI Hotline - Telecom, 2023. – 200 p. (in russian)

15. Vorobyov, S.P. The exchange model of a distributed registry system for cloud, fog and edge computing / S.P. Vorobyov, S.N. Shirobokova, V.A. Evsin // Information Technologies and Computing Systems. – 2022. – No. 2. – P. 11-21. (in russian)

16. Volkov, A.N. The routing problem in a network of dynamic fog computing / A.N. Volkov // Proceedings of educational institutions of communications. – 2024. – Vol. 10, No. 4. – P. 27-37. (in russian)

17. Dushin, S.E. Theory of automatic control / S.E. Dushin, N.S. Zotov, D.Kh. Imayev et al.; edited by V.B. Yakovlev. – Moscow: High school, 2009. – 568 p. (in russian)

18. Sheng, Zh. Asymmetric Lyapunov–Krasovskii functional method on stability of time-delay systems / Zh. Sheng, Ch. Lin, B. Chen, Q.-G. Wang // International Journal of Robust and Nonlinear Control. – 2021. – Vol. 31, No. 7. – P. 2847-2854.

19. Beisenbi, M. Approach to the synthesis of an aperiodic robust automatic control system based on the gradient-speed method of Lyapunov vector functions / M. Beisenbi, S. Kaliyeva // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. – Vol. 1, No. 3(121). – P. 6-14.

20. Dorofieiev, Yu.I. Stabilization of discrete-time systems with state-delays and saturating control inputs / Yu.I. Dorofieiev, L.M. Lyubchyk, O.S. Melnikov // Radio Electronics, Computer Science, Control. – 2023. – No. 2. – P. 142-151.

СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ

Современное состояние проблемы обеспечения эффективности тяжелых систем спутниковой связи на геостационарной орбите

О.В. Ментус, ФГАУ НИЦ Телеком, заместитель генерального директора; mentusov@nic-t.ru

УДК 621.396.946 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.004

Аннотация: *В статье рассмотрены мировые тенденции развития технического построения спутников связи на геостационарной орбите (ГСО), наиболее интересные и ключевые технологии полезных нагрузок и основные аспекты конкуренции с многоспутниковыми системами на низкой орбите. Кроме того, обсуждаются проблемы обеспечения эффективности спутниковой связи на ГСО и предложен вариант оптимального построения перспективных спутников связи гражданского назначения на ГСО.*

Ключевые слова: *спутниковая связь, космический аппарат, геостационарная орбита, эффективность, полезная нагрузка, цифровая маршрутизация, многолучевая антенна, многопортовый передатчик.*

Для цитирования: *Ментус, О.В. Современное состояние проблемы обеспечения эффективности тяжелых систем спутниковой связи на геостационарной орбите / О.В. Ментус // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 30-40.*

ВВЕДЕНИЕ

При нынешних высоких темпах сменяемости и совершенствования информационных технологий наиболее экономически эффективным для оператора становится не просто оказание услуг или предоставление в аренду каналов связи, а предложение комплексных информационно-сервисных услуг. Реализация наиболее эффективной экономической модели лежит в развитии инфраструктуры связи, активном продвижении широкополосного доступа в интернет и других новациях.

Одним из экономически эффективных направлений развития информационно-телекоммуникационной инфраструктуры в рамках устранения цифрового неравенства является применение тяжелых систем спутниковой связи на геостационарной орбите [1–3].

Геостационарные спутники связи удобны тем, что их видно с большой площади земной поверхности, простирающейся на 81° по широте и на 77° по долготе. Они кажутся неподвижными на небе, поэтому наземным станциям не нужны подвижные антенны. Это значит, что наблюдатели на Земле могут устанавливать небольшие, дешевые и стационарные антенны, которые всегда направлены на нужный спутник. Однако чтобы пройти от наземного передатчика на экваторе до спутника и обратно сигналу требуется около 240 мс. Это создает проблемы для голосовой связи и других приложений, чувствительных к задержкам, поэтому геостационарные спутники связи в основном используются для односторонней передачи данных и в тех случаях, когда альтернативы с низкой задержкой недоступны.

Для покрытия всей земной поверхности достаточно 10 космических аппаратов (КА) на геостационарных орбитах (но на ГСО сейчас работают порядка 700 активных аппаратов). На ГСО выводят тяжёлые телекоммуникационные спутники массой 2–4 т.

Преимущества тяжёлых КА на ГСО:

- широкая зона покрытия – один спутник охватывает до трети земной поверхности;
- стабильность сигнала – неподвижность относительно Земли упрощает наземную инфраструктуру;
- высокая пропускная способность, поддержка множества услуг одновременно;
- долгий срок службы – окупаемость инвестиций за 10–15 лет;
- масштабируемость – возможность модернизации полезной нагрузки.

Недостатки тяжёлых КА на ГСО:

- большая задержка сигнала (около 250 мс в одну сторону);
- ограниченная зона обслуживания, слабый сигнал на высоких широтах (выше 70–75°).
- дорогая доставка КА на орбиту, требуется тяжёлый носитель («Протон», Ariane 5, Falcon Heavy).

Чаще всего в системах спутниковой связи используются ретрансляционные каналы с широким лучом. Они отличаются обширной зоной покрытия, которая может охватывать целые страны и континенты. Такие системы долго сохраняли высокую экономи-

ческую эффективность и привлекали инвестиции, что обеспечивало им динамичное развитие. Однако с 2015–2017 гг. на рынке спутниковой связи начались серьёзные изменения. В связи с появлением большого числа операторов возник существенный избыток предложения. Это наложилось на экономический кризис во многих странах и развитие альтернативных методов передачи сигнала.

НОВЫЕ РЕШЕНИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА ГСО

Традиционные спутники, использующие каналы с широким сигналом, перестали приносить высокую прибыль. Это привело к активизации разработок новых решений, способных выдерживать конкуренцию с технологиями наземной связи.

Наиболее эффективным из таких решений представляется переход к использованию КА с многолучевой структурой. Сегодня такой переход видится практически неизбежным, учитывая нехватку свободных позиций на ГСО, что требует существенного наращивания пропускной способности.

Внедрение новых решений привело к улучшению ситуации на ГСО. По информации Northern Sky Research, с 2018 г. в мире наблюдается рост заказов на геостационарные спутники, хотя в период с 2015 по 2018 г. число заказов уменьшалось [4, 5].

Использование HTS-спутников (спутников с высокой пропускной способностью) стало одним из направлений развития геостационарных КА. Такие спутники работают в многолучевой конфигурации с многократным повторным использованием частот. Они обладают значительной пропускной способностью, которая составляет сотни гигабит в секунду. При этом в перспективе их пропускная способность будет достигать несколько терабайт в секунду. Благодаря этому, они обладают более высокой экономической эффективностью по сравнению с КА с широкими лучами. При загрузке спутника на уровне 60–70% его экономическая эффективность сопоставима с наземными системами.

Разработка многолучевых спутников первоначально велась для обеспечения широкополосного доступа в интернет в Ka-диапазоне. Ka-диапазон был выбран, поскольку в нём шире полоса частот по сравнению с Ku-диапазоном и легче формируются узкие лучи (0,3–1,0°). Сеть связи, как правило, строится по схеме «звезда». Она включает хаб (центральную станцию) и сеть абонентских станций VSAT [6, 7].

Традиционные и HTS-системы отличаются и предметом аренды для пользователей. В первом случае, пользователь оплачивает выделенную ему часть полосы пропускания, которая рассчитывается в МГц. При использовании HTS-спутников в аренду передаётся часть пропускной способности, которая рассчитывается в единицах Мбит/с.

При своих плюсах, сети HTS имеют и ряд недостатков, которые не позволяют им полностью вытеснить традиционные системы спутниковой связи:

- технология HTS обеспечивает высокую эффективность при построении сетей широкополосного абонентского доступа, но менее эффективна в других сферах использования спутниковой связи;
- сети HTS на данный момент представляют собой закрытые системы, поскольку хаб может работать только с совместимыми базовыми станциями. Обычно приходится использовать оборудование одного производителя;
- спутники HTS в среднем в 2–3 раза дороже в производстве по сравнению с традиционными КА сопоставимой массы и энерговооруженности. Поэтому расходы на создание аппарата окупаются только при высоком уровне загрузки его ёмкости.

Распространению HTS-сетей в России препятствует ряд факторов. Прежде всего, это ограниченная потребность в ёмкости таких систем (и сейчас, и в перспективе), которая существенно ниже требуемого для окупаемости спутника объёма трафика. Поэтому простая замена традиционного спутника на спутник HTS не будет рентабельным решением. Для такого КА потребуется построить новую сеть с хабом и большим количеством станций VSAT. Однако уровень платежеспособного спроса недостаточен для распространения систем, построенных по схеме «звезда». Так, если в США и Канаде индивидуальные абоненты используют несколько миллионов абонентских станций VSAT, то в России их число не превышает 50 тыс.

Кроме того, для распространения HTS-сетей в России есть ряд дополнительных ограничений:

- огромная территория страны с неоднородной и малой плотностью населения;
- расположение основной части территории в северных широтах, которые тяжело достигаются с ГСО;
- малый объём бюджетного финансирования на развитие гражданской орбитальной группировки.

С учетом этих обстоятельств строительство больших HTS-спутников для России не представляется целесообразным. Экономическая эффективность использования таких систем достигается в странах с достаточным платежеспособным спросом и высокой плотностью населения.

Более обоснованным для России является строительство КА с универсальными транспондерами. Такие транспондеры могут работать с разными видами наземного оборудования в сетях разного типа. При этом для улучшения экономических характеристик в этих спутниках используются технологии, увеличивающие пропускную способность.

Учитывая значительную территорию и малую плотность населения страны, в России ещё долго будет сохраняться актуальность традиционных сетей спутниковой связи с широкими лучами. Однако на спутниках последних поколений уже используются полезные нагрузки (ПН), предназначенные для эксплуатации со специализированными сетями связи. Благодаря этому повышается эффективность сетей VSAT.

Следует также отметить, что на ГСО помехи – серьёзная проблема: спутник «висит» на одном месте относительно Земли, и на него могут влиять и другие аппараты, расположенные в той же точке стояния, и наземные источники, и даже ионосферные возмущения, поэтому инженеры применяют целый комплекс мер.

1) Пространственная селекция и антенные решения:

- физическое разделение полезного сигнала и помехи в пространстве, для чего вместо обычной зеркальной антенны используют решётку из множества элементов – адаптивную цифровую антенную решётку. Диаграмма направленности такой решетки формируется с помощью алгоритмов: в итоге максимум направлен на источник полезного сигнала, а в сторону постановщика помехи формируется ноль. Это эффективно подавляет как когерентные, так и некогерентные помехи;
- использование узких лучей – многолучевая антенна формирует множество узких зон покрытия, что позволяет повторно использовать частоты в разных лучах, снижая межлучевые помехи;
- точное наведение и отслеживание – система управления антенной постоянно корректирует её положение, чтобы минимизировать влияние боковых лепестков и внешних источников возможных помех.

2) Обработка сигнала и кодирование:

- помехоустойчивое кодирование – в передаваемые данные намеренно добавляют избыточность (проверочные биты), которая используется приёмником для обнаружения и исправления ошибок, вызванных помехами. При этом могут применяться свёрточные коды (часто с декодированием по алгоритму Витерби), коды Рида-Соломона, турбокоды, коды с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC). Иногда используют каскадное кодирование – комбинацию нескольких типов кодов;
- современные сигнально-кодовые конструкции – например, в стандарте DVB-S2X есть режим VL-SNR (Very Low Signal-to-Noise Ratio), который специально разработан для работы в условиях очень низкого отношения сигнал/шум: в кадр добавляют дополнительные служебные символы (пилотные сигналы), что помогает приёмнику синхронизироваться и декодировать сигнал даже при сильных помехах;
- методы цифровой обработки сигнала – применяются алгоритмы корреляционного анализа, фильтрации (например, адаптивные фильтры), а также методы слепого разделения сигналов (когда система учится отличать полезный сигнал от помехи по их статистическим свойствам).

3) Управление радиочастотным спектром:

- частотное разнесение – сигналы разных пользователей или разных функций ПН распределяют по разным частотным каналам, чтобы они не перекрывались и не создавали взаимных помех;
- координационное планирование – при проектировании системы тщательно планируют распределение частот и зон покрытия, чтобы минимизировать конфликты между разными службами и аппаратами;
- мониторинг и адаптация – системы могут непрерывно анализировать спектр и автоматически перенастраивать параметры работы (частоту, мощность, схему модуляции) в ответ на появление помехи.

4) Учёт внешних факторов:

- моделирование ионосферных эффектов – ионосфера может вызывать мерцания сигнала (сцинтилляции). В состав бортовых систем иногда включают блоки, которые прогнозируют такие возмущения и заранее адаптируют параметры связи;
- защита от техногенных источников – при проектировании учитывают расположение мощных наземных радиостанций, линий электропередач и других источников помех, чтобы минимизировать их влияние.

Часто применяют комбинацию нескольких методов. Например, узкую диаграмму направленности антенны сочетают с помехоустойчивым кодированием и динамическим управлением частотным ресурсом. Выбор конкретных решений зависит от того, какая ПН стоит на спутнике, какие помехи наиболее вероятны, какие есть ограничения по массе, энергопотреблению и стоимости спутника.

СТАНОВЛЕНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЯЖЕЛЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ГСО

История систем спутниковой связи насчитывает более 50 лет: в 1971 г. [5] при создании бортовых ретрансляторов необходимо было решать задачи, обеспечивающие работоспособность и сохранность параметров ретрансляционной аппаратуры при воздействии не исследованных в то время абсолютно новых факторов, а именно сильных вибро- и

ударных нагрузок, отсутствии тепловой конвекции и воздействии космической радиации. Одновременно к бортовому оборудованию предъявлялись жесткие требования по надежности, энергопотреблению и массогабаритным характеристикам.

В 1972 г. началась разработка и поставка бортового ретранслятора (БРТР) «Дельта-2» для первого в стране геостационарного спутника Земли «Радуга», а также ретранслятора «Кадр» для первого в мире спутника непосредственного телевизионного вещания «Экран».

В процессе проектирования были разработаны принципиально новые схемы широкополосных усилителей, гетеродинных трактов, импульсных источников питания с КПД до 97%, защищенные от воздействия радиации, схемы отвода тепла от активных элементов и новые конструктивно-технологические решения. Особое внимание было обращено на обеспечение срока службы и надежности БРТР. Был внедрен контроль и прогнозирование всех активных элементов по сроку службы. Итогом работ стали успешные запуски на орбиту в 1975 г. первого советского геостационарного космического аппарата «Радуга», обеспечившего распределение ТВ программ в системе ТВ вещания «Орбита», передачу телефонно-телеграфных сообщений и матриц центральных газет, и в 1976 г. первого в мире спутника непосредственного телевизионного вещания «Экран» с БРТР «Кадр», позволившего существенно удешевить распределение ТВ программ в малых городах и посёлках.

В 1988 г. была завершена разработка БРТР «Диполь» для КА «Экран М», обладающего повышенными техническими и эксплуатационными характеристиками. Ретранслятор КА «Экран М» получился уникальным для своего времени – выходная мощность каждого из двух стволов, выполненных на твердотельных элементах, составляла более 300 Вт.

За 25 лет, прошедших с момента запуска первых спутников, было выведено на орбиту 28 КА «Радуга» и 25 аппаратов «Экран» и «Экран М» [8, 9].

В 1987 г. началась разработка новых бортовых ретрансляторов «Дракон» для КА серии «Галс» системы непосредственного телевизионного вещания СТВ-12 в диапазоне частот 17/12 ГГц. Несмотря на то, что первая половина 90-х годов была крайне тяжелой для всей промышленности России, разработчикам удалось завершить начатые работы по ретрансляторам в новом диапазоне частот, и в 1994 г. на орбиту был запущен КА «Галс-11», а в 1995 г. – КА «Галс-12». Запуск этих аппаратов стал технической основой для создания в России первой системы многопрограммного спутникового непосредственного телевизионного вещания «НТВ-Плюс», которая начала функционировать с 1996 г.

В 1996 г. были начаты работы по созданию первого 16-ствольного ретранслятора на негерметичной платформе для КА «Галс-16» в кооперации с зарубежными фирмами. К сожалению, из-за отсутствия финансирования эти работы не были доведены до конца.

В 2001 г. была начата работа по созданию ретранслятора «ССПД» для передачи сигналов космической гидрометеорологической системы и космической системы спасения «КОСПАС-САРСАТ», устанавливаемого на геостационарном КА «Луч-5А». Однако реально работы были начаты в 2006 г., и спутник был выведен на орбиту в декабре 2011 г. Проведённые в 2011–2012 гг. лётные испытания показали более высокую достоверность передачи по каналу ретрансляции «КОСПАС-САРСАТ» по сравнению с ранее разработанными аналогичными ретрансляторами. В апреле 2014 г. был запущен на орбиту КА «Луч-5В» с аналогичным ретранслятором на борту.

В 2009 г. начаты работы по созданию модулей полезных нагрузок (МПН), включающих в себя антенный комплекс и ретранслятор, для КА «Экспресс-АМ5» и «Экспресс-АМ6», предназначенных для обеспечения цифрового телевизионного и радиовещания на территории России, решения задач подвижной президентской и правительственной связи, предоставления пакета мультисервисных услуг (телефония, видеоконференцсвязь, передача данных, доступ в интернет), а также создания сетей связи на основе технологии VSAT. В процессе реализации проекта были определены основные требования к подсистемам МПН и кооперация.

КА «Экспресс-АМ5» и «Экспресс-АМ6» являются первыми произведенными в России КА тяжелого класса со сроком активного существования 15 лет. Их зоны обслуживания формируются антеннами, обеспечивающими прием и передачу сигналов в L-, C-, Ku- и Ka-диапазонах частот. На «АМ5» установлено 10 антенн, на «АМ6» – 11 антенн. Оба МПН имеют в своем составе новые для российских КА многолучевые антенны Ka-диапазона (по 10 лучей на каждом).

Каждый из МПН предназначен для одновременной работы достаточно большого количества активных транспондеров: 84 – для «АМ5» и 72 – для «АМ6». Потребляемая мощность МПН составляет 14 кВт, масса ПН – около 1000 кг.

КА «Экспресс-АМ5» был выведен на орбиту в декабре 2013 г., а КА «Экспресс-АМ6» – в октябре 2014 г.

Для решения задачи обеспечения массового широкополосного доступа к информационным сетям через системы спутниковой связи в РФ Комиссией по модернизации и технологическому развитию экономики России при Президенте Российской Федерации в 2009 г. была организована работа по созданию российской спутниковой системы высокоскоростного доступа в Ka-диапазоне частот. Проект получил название «Обеспечение высокоскоростного доступа к информационным сетям через системы спутниковой связи» (РСС-ВСД). Цель проекта – создание

экономически эффективной системы спутниковой связи на основе оборудования российского производства для предоставления операторами информационных сетей России услуг связи массового использования (рис. 1).

На примере полезной нагрузки космического аппарата «Западный», предназначенного для работы на территории Европейской части России, Урала, Сибири и Крайнего Севера, представлены предложения по существенному увеличению пропускной способности системы вплоть до 15–20 Гбит/с. Это больше, чем на спутниках «Экспресс-АМ5» и Экспресс-АМ6» вместе взятых. В период с 2010 по 2018 г. были разработаны предложения по построению систем спутниковой связи («Экспресс-РВ», «Материк» и др.), проведению радиотехнических анализов («Экспресс-АТ1/АТ2», «Экспресс-АМ8», «Нагрузка-МО» и др.).

В 2018 г. были начаты работы по созданию модернизированного ретранслятора Региональной сети передачи данных (РСПД) для передачи сигналов космической гидрометеорологической системы и космической системы спасения «КОСПАС-САРСАТ». Этот ретранслятор обладает более высокой степенью интеграции, а значит улучшенными массогабаритными характеристиками, более высокой чувствительностью и выходной мощностью передатчика, что позволит более уверенно и в более тяжелых условиях принимать сигналы от земных станций. Но главное, в ретрансляторе реализована функция цифрового анализа спектра и борьбы с помехами, что должно существенно повысить надежность системы в целом. Кроме того, в 2018 г. были начаты работы по разработке ретрансляционного оборудования С-, Ku- и Ka-диапазонов (малошумящие усилители, приемники, конверторы, маяки) для замены иностранного оборудования на отечественных полезных нагрузках (рис. 2). С инженерной точки зрения работа представляет большой интерес, поскольку она потребовала изучения и внедрения новых для России конструкторских решений и технологий для достижения функциональных и эксплуатационных характеристик зарубежных аналогов [10–12].

Одним из важнейших проектов последних лет является создание многофункциональной системы персональной спутниковой связи и передачи данных с КА на низких орбитах «Гонец-М1» (рис. 3).

Это первая в российская система персональной спутниковой подвижной связи в S-диапазоне. За основу был взят открытый стандарт транкинговой связи TETRA. Специалистами были проработаны необходимые доработки стандарта, связанные со свойствами спутниковой радиолинии: наличие эффекта Доплера и переменной задержки, необходимость применения более эффективных помехоустойчивых кодеков и вокодера. Бортовой ретранслятор системы «Гонец-М1» по своей конструкции похож на ретранслятор, используемый в спутниках систе-

Рисунок 1
Построение системы РСС-ВСД

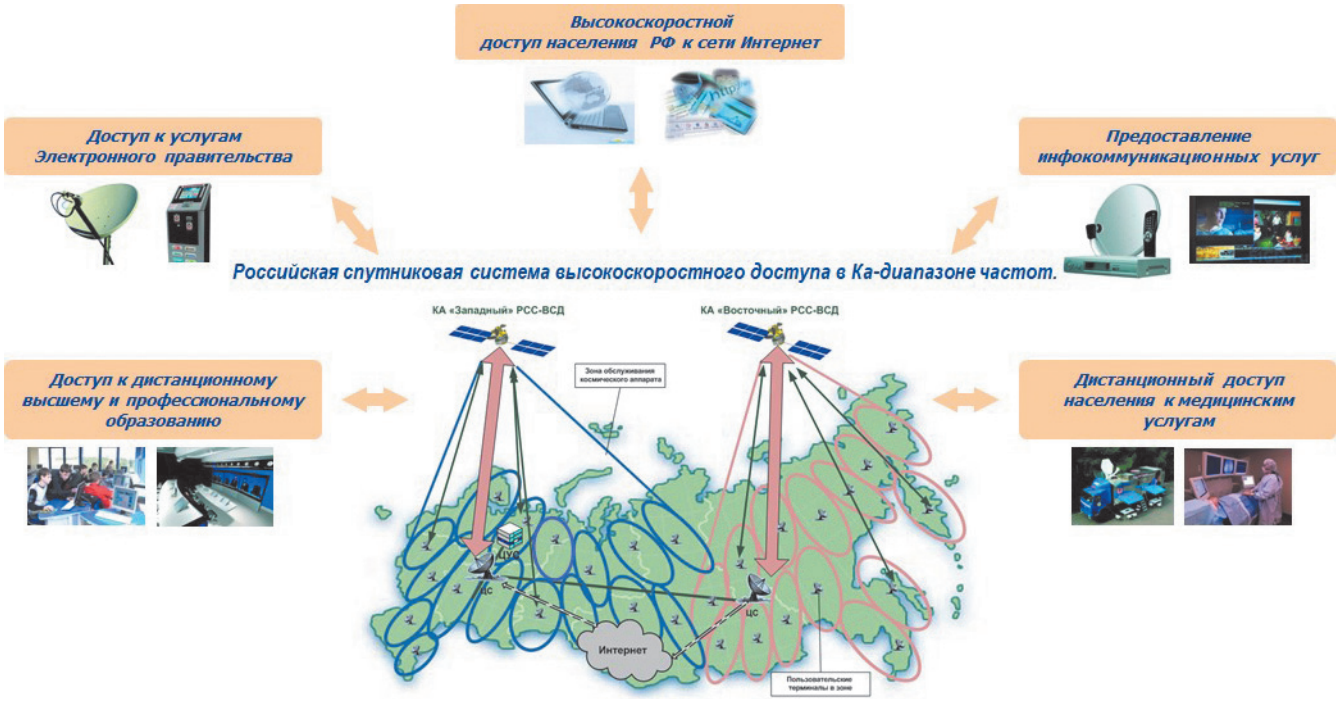
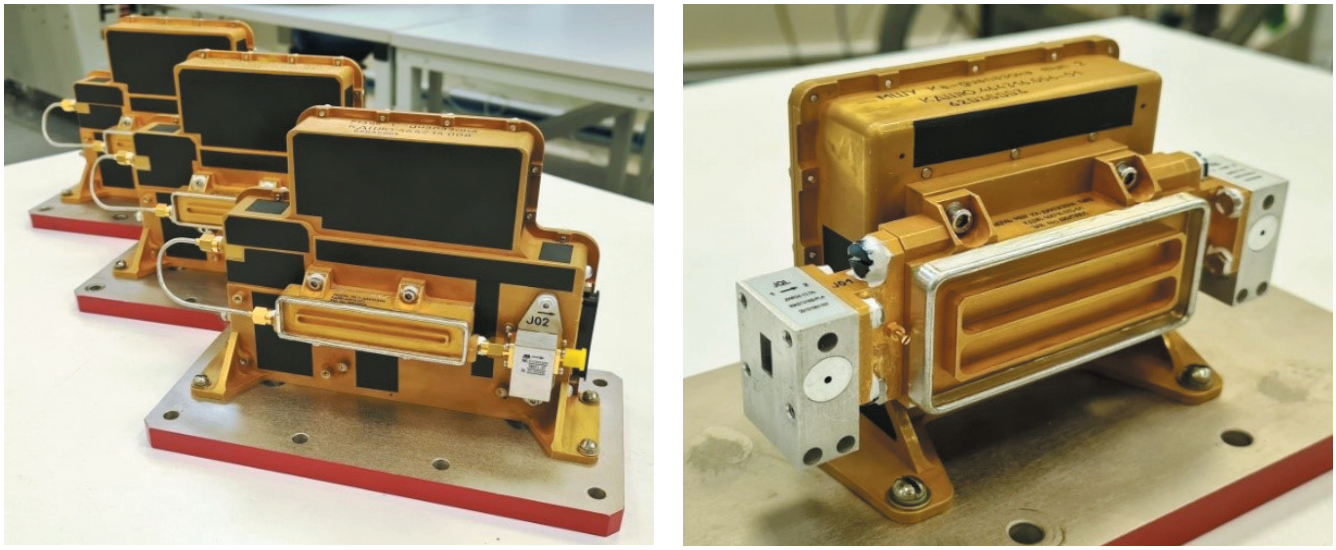
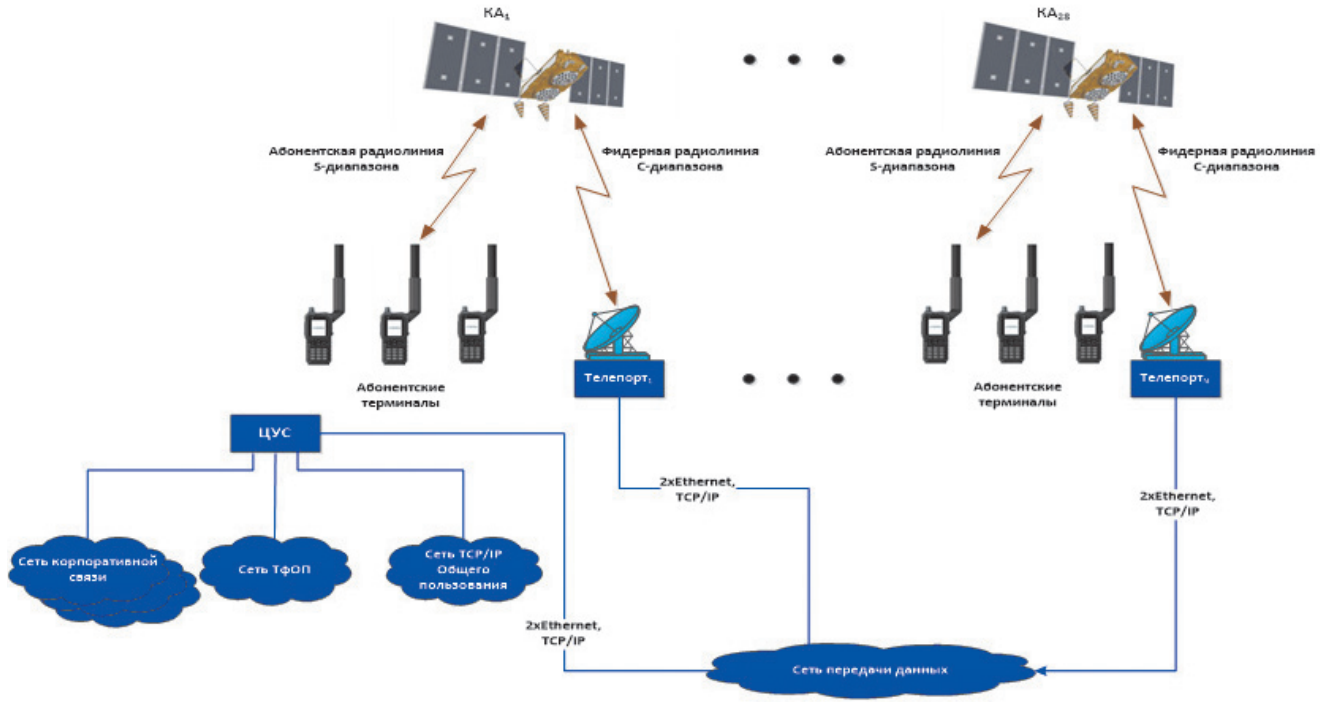


Рисунок 2
Общий вид маяка (*а*) и малошумящего усилителя (*б*)



а) *б*)

Рисунок 3
Структура системы персональной спутниковой подвижной связи в S-диапазоне «Гонец-М1»

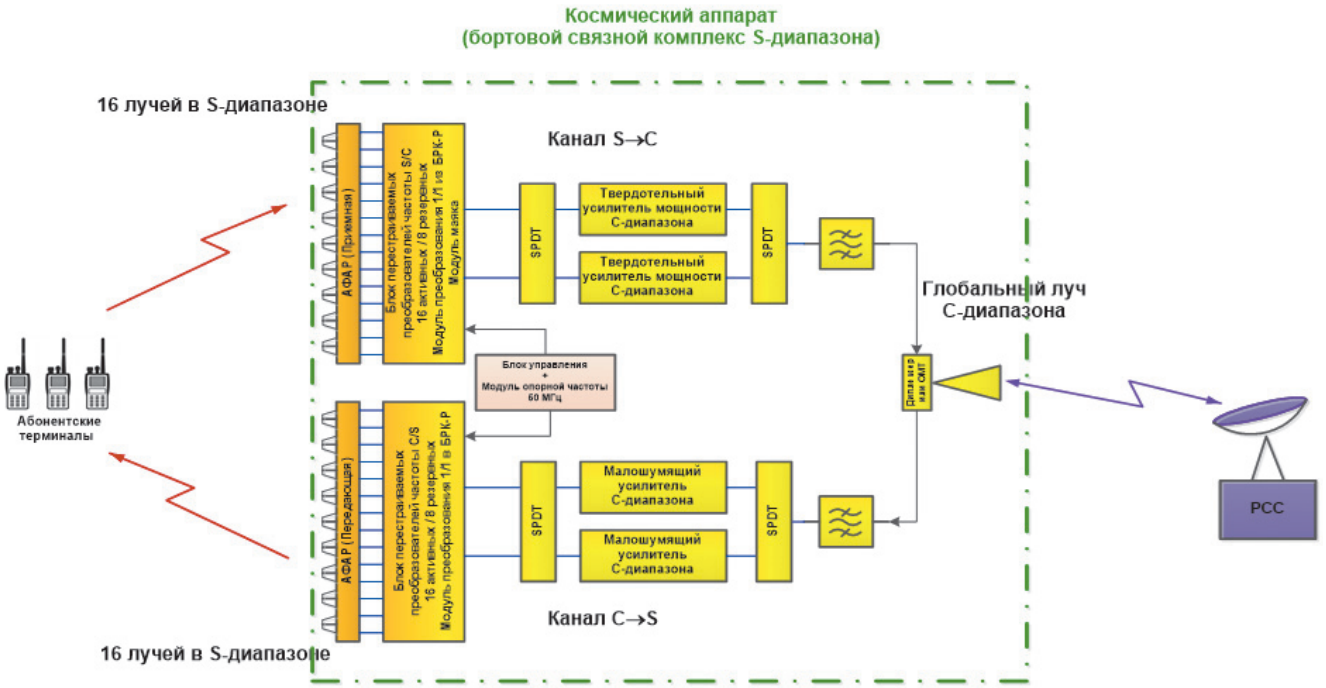


мы Globalstar: прозрачная ретрансляция сигналов, активная фазированная антенная решетка с фиксированными лучами для абонентской радиолинии (рис. 4). Такой подход гарантировал относительно низкую стоимость орбитальной группировки, гибкое территориальное перераспределение емкости системы и возможность модернизации системы во время её эксплуатации, поскольку каналообразующее оборудование размещено только на Земле.

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

В период с 2020 по 2022 г. специалистами во главе с автором было проведено детальное эскизное про-

Рисунок 4
Бортовой ретрансляционный комплекс S-диапазона для КА «Гонец-М1»



ектирование компонентов подсистемы S-диапазона: бортового ретрансляционного комплекса, региональных станций сопряжения, абонентских терминалов и центра управления связью. В ближайшее время планируется приступить к этапу разработки рабочей конструкторской документации (2026–2030 гг.), на котором необходимо решить технические и организационные вопросы, связанные с серийным производством бортовых ретрансляционных комплексов с темпом одно изделие в три-семь дней. Развертывание орбитальной группировки запланировано на 2027–2030 гг.

В связи с уходом с российского рынка иностранной кооперации по созданию ретрансляционного оборудования полезных нагрузок (Thales Alenia Space, NEC Toshiba Space, TESAT, L3 и др.) была реализована задача создания линеаризующего канального усилителя для усилителя мощности на базе лампы бегущей волны, создаваемом АО «РКС» [13–18].

В 2020 г. начато выполнение работы «Разработка предложений по построению российской государственной группировки спутников связи и вещания на основе космических аппаратов (КА) с использованием «гибких полезных нагрузок» (шифр «Гибкая ПН»). В процессе выполнения работы в период с 2020 по 2022 г. были предложены наиболее востребованные технические решения в области построения ПН для перспективных КА, основанные на стандартах «Роскосмоса»: адаптивные многолучевые антенны на основе гибридно-зеркальной конструкции, блоки цифровой коммутации и маршрутизации, многопортовые передатчики и технология Beamhopping (рис. 5).

Применение данных предложений позволит увеличить пропускную способность каждого спутника, обеспечить гибкость в предоставлении и распределении услуг, а также сократить сроки построения КА за счет применения унифицированных решений в создаваемых сегодня спутниках «Экспресс-АМУ4», «Экспресс-РВ», «Экспресс-АМУ5/6», «Ямал-502» и др.

В 2023 г. получили развитие работы по проектированию высокопроизводительных цифровых полезных нагрузок для перспективных спутников связи «Экспресс-103» (рис. 6) и «Ямал-502» (рис. 7). Применение многоканальных широкополосных бортовых цифровых маршрутизаторов позволит: гибко изменять частотный план; перераспределять пропускную способность под потребности абонентов; осуществлять маршрутизацию каналов (вплоть до индивидуальных пользователей); осуществлять борьбу с помехами; унифицировать связные характеристики и сервисы КА при переводе в другую орбитальную позицию.

ОСНОВНЫЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ЗАДАЧИ

Сегодня перед разработчиками систем спутниковой связи стоят следующие задачи:

- разработка предложений по построению перспективных систем спутниковой связи и по применению инновационных технологий при создании космического и земного сегментов, позволяющие повысить эффективность ис-

Рисунок 5
Основные технологии гибких ПН



Рисунок 6
Предварительный облик цифровой полезной нагрузки для «Экспресс-103»

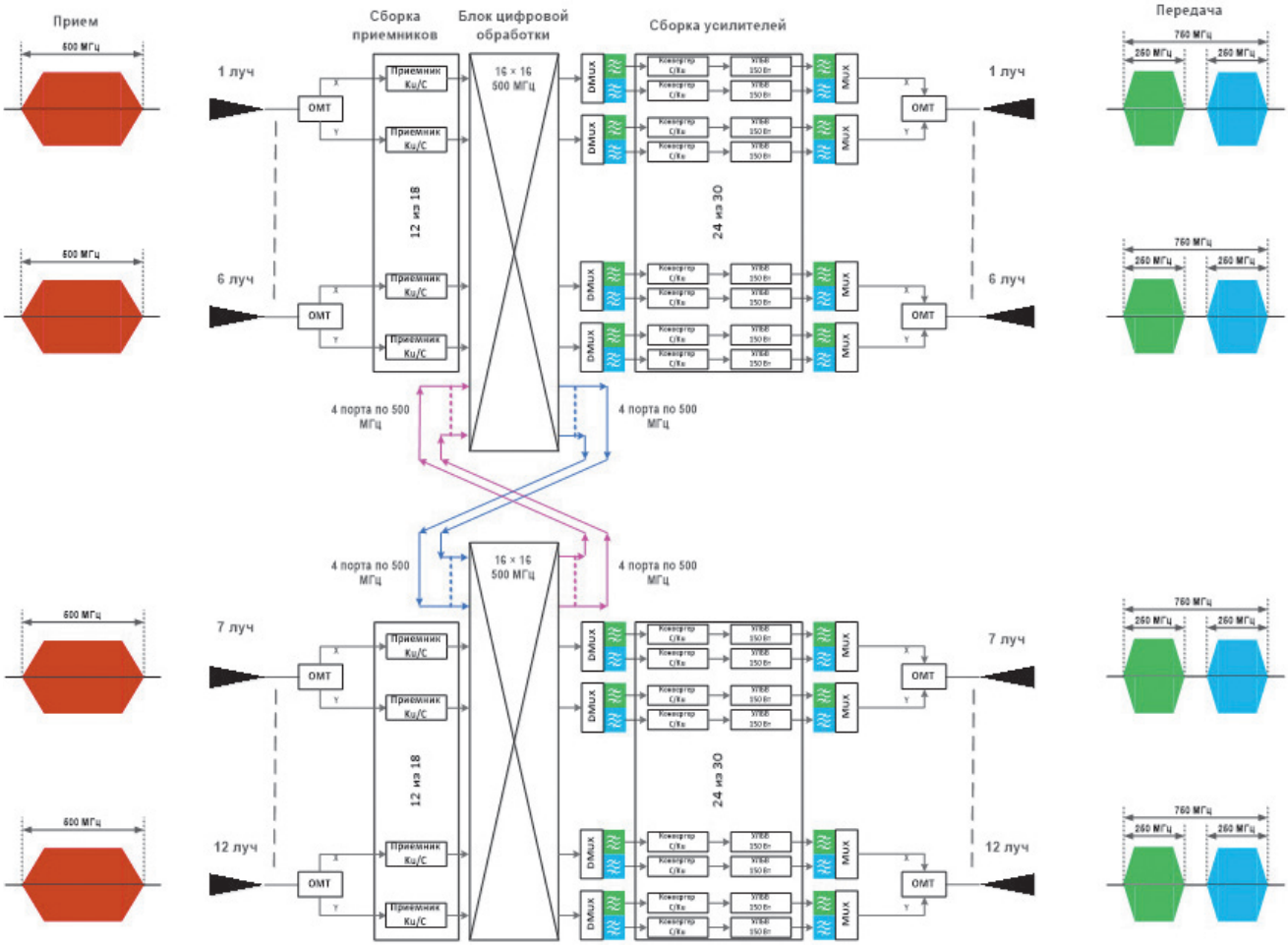


Рисунок 7
Предварительный облик цифровой полезной нагрузки для «Ямал-502»

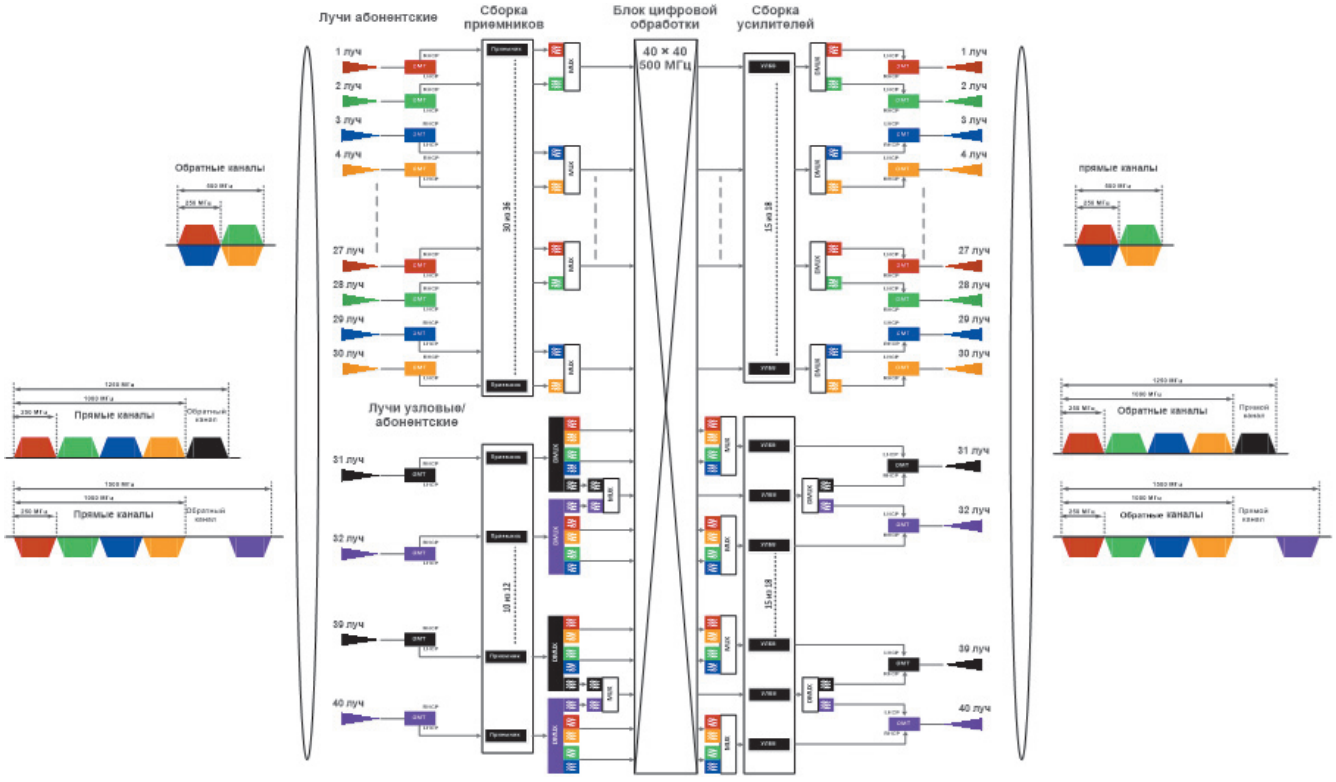
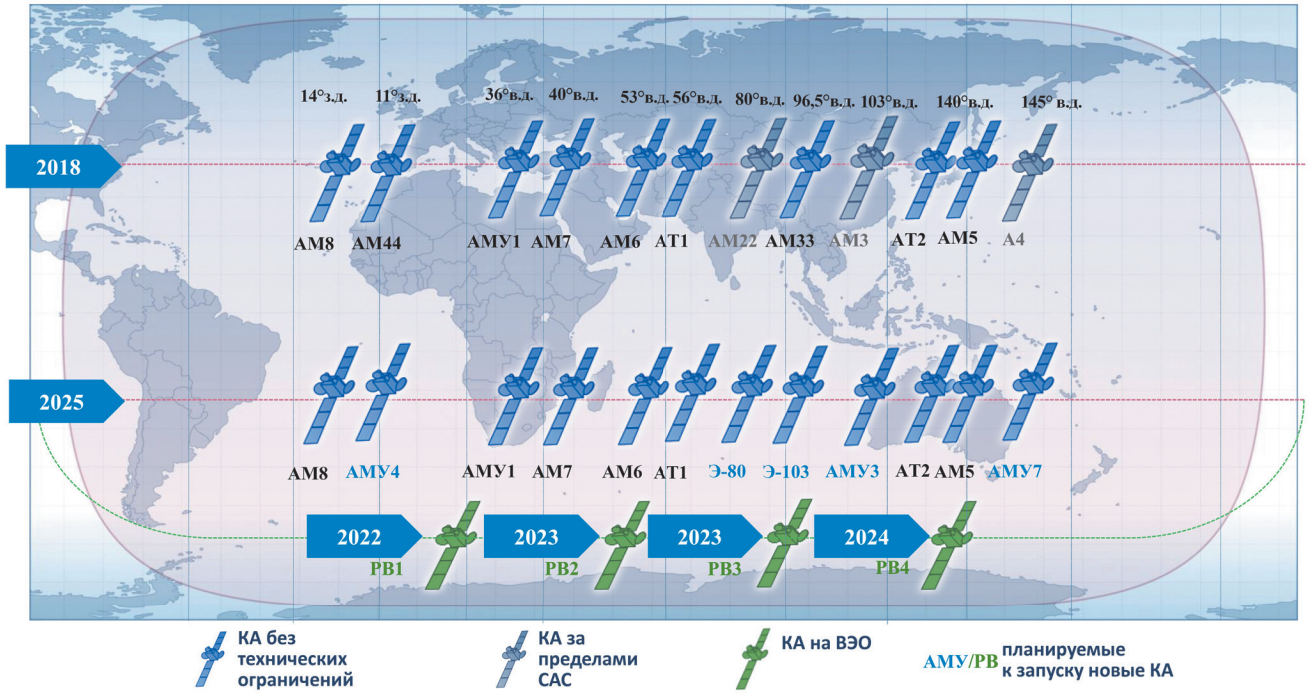


Рисунок 8
Развитие орбитальной группировки оператора ФГУП «Космическая связь»



пользования, помехозащищенность и надежность спутниковой связи;
- исследование инновационных технологий, позволяющих повысить эффективность использования спектра, повысить скорость передачи данных;
- исследование инновационных технологий (искусственный интеллект) для эксплуатации перспективной системы связи или её компонентов;
- создание гибких полезных нагрузок с использованием многолучевых антенн с электронным формированием зон обслуживания;
- участие в деятельности российских и международных организаций в интересах реализации проектов в приоритетных направлениях научно-технического сотрудничества в деле развития современного информационного общества и телекоммуникационных технологий цифровой экономики, донесение и продвижение позиции РФ в области развития спутниковой связи на международных площадках.

Основные цели создания гибких ПН с использованием многолучевых антенн с электронным формированием зон обслуживания:

1) резервирование орбитальной группировки ФГУП «Космическая связь» путем замещения отказавшего или аварийного КА резервным или КА, имеющим технический ресурс;

2) сокращение затрат на создание КА путем использования универсальных серийных решений.

Первая цель достигается за счет применения реконфигурируемых антенн и матриц коммутации, которые осуществляют подстройку зон обслуживания под точку стояния. Вторая цель – за счет универсальности создаваемого КА.

На рис. 8 представлены этапы развития орбитальной группировки оператора ФГУП «Космическая связь» [8], которые предполагают запуск пяти КА на ГСО и четырех КА на ВЭО, в результате чего общее количество КА в группировке должно достигнуть 16 на орбитальных позициях от 14° з.д. до 145° в.д.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Системы связи, основанные на спутниках на ГСО, сохраняют свою актуальность, при этом обеспечивая высокую экономическую эффективность. HTS-системы имеют ограниченную сферу применения для РФ, поэтому в нашей стране они не смогут вытеснить традиционные широколучевые спутники в ближайшие годы.

При разработке КА взамен отрабатывающих срок аппаратов нужно руководствоваться в первую очередь соображениями преемственности по основным техническим параметрам и списку услуг. По крайней мере до 2030 г. основным направлением должно оставаться создание систем на базе традиционных геостационарных спутников.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ментус, О.В. Построение перспективных спутников связи гражданского назначения на геостационарной орбите для российской орбитальной группировки / О.В. Ментус, Л.О. Мырова // Электросвязь. – 2025. – № 10. – С. 13-27.

2. Ментус, О.В. Развитие геостационарных спутников связи гражданского назначения на современном этапе / О.В. Ментус // Труды НИИР. – 2025. – № 3-4. – С. 2-65.

3. Ментус, О.В. Перспективы систем спутниковой связи на ГСО и НГСО / О.В. Ментус, Е.А. Дьякова // Электросвязь. –2024. – № 12-1. – С.32-40.

4. Ментус, О.В. Облик перспективных спутников связи гражданского назначения до 2030 года / О.В. Ментус, А.Н. Виноградов // Труды НИИР. – 2024. – № 1-2. – С. 50-63.

5. Ментус, О.В. Развитие направления создания бортовых ретрансляторов для спутников связи и вещания в НИИР / О.В. Ментус // Электросвязь. – 2023. – № 11. – С. 24-32.

6. Мальцев, Г.Н. Сетевые информационные технологии в современных спутниковых системах связи / Г.Н. Мальцев // Информационно-управляющие системы. – 2007. – № 1. – С. 33-39.

7. Высоцкий, Г.Ю. Услуги сетей VSAT, и их потребители / Г.Ю. Высоцкий // Теле-Спутник. – 2011. – № 3. – С. 20-28.

8. Сподобаев, М.Ю. Перспективные направления создания полезных нагрузок для российской орбитальной группировки связи и вещания гражданского назначения (часть I) / М.Ю. Сподобаев, О.В. Ментус, Е.А. Дьякова // Труды НИИР. – 2019. – № 1. – С. 75-94.

9. Сподобаев, М.Ю. Перспективные направления создания полезных нагрузок для российской орбитальной группировки связи и вещания гражданского назначения (часть II) / М.Ю. Сподобаев, О.В. Ментус, Е.А. Дьякова // Труды НИИР. – 2020. – № 1-2. – С. 5-31.

10. Ментус, О.В. Варианты использования цифровой коммутации на борту для спутников связи гражданского назначения / О.В. Ментус, А.А. Акопов // Электросвязь. – 2020. – № 10. – С. 14-20.

11. Mentus, O.V. Use of flexible payloads for Russian communication and broadcast satellites / O.V. Mentus, E.A. Dyakova // 2020 Systems of signals generating and processing in the field on board communications.

12. Мырова, Л.О. Низкоорбитальные спутниковые системы связи Starlink и OneWeb / Л.О. Мырова, О.В. Ментус, А.Б. Давыдов и др. // Труды НИИР. – 2021. – № 2. – С. 36-45.

13. Ментус, О.В. Использование Q-диапазона частот при создании перспективных спутников связи и вещания / О.В. Ментус // Труды НИИР. – 2018. – № 3-4. – С. 2-6.

14. Ментус, О.В. Амбициозные задачи и системный подход / О.В. Ментус // Электросвязь. – 2022. – № 1. – С. 12.

15. Ментус, О.В. Развитие тропосферной связи для Арктики / О.В. Ментус, В.С. Лапшин, Л.О. Мырова, И.П. Пантелеймонов

// Электросвязь. – 2025. – № 3. – С. 56-62.
16. Гурлев, И.В. Методы и способы обеспечения безопасности информации, передаваемой по спутниковой сети технологии VSAT / И.В. Гурлев // Интернет-журнал «Науковедение». – 2017. – Том 9, № 3. – С. 1-9.
17. Ментус, О.В. Пример построения спутниковой системы широкополосного доступа с использованием космических аппаратов на НГСО / О.В. Ментус, С.С. Уваров, Е.А. Дьякова // Труды НИИР. – 2020. – № 4. – С. 45-56.
18. Тестодиев, Н.А. Перспективы и приоритеты развития информационных спутниковых систем / Н.А. Тестодиев, А.В. Кузовков // Исследования наукограда. – 2017. – Т. 1, № 1(19). – С. 7-10.

Получено 18.08.2026;
принято к печати 21.08.2026

Current state of the problem of ensuring the effectiveness of heavy satellite communication systems in geostationary orbit

O.V. Mentus, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), deputy general director; mentusov@nic-t.ru

Abstract. The article examines global trends in the development of technical construction of communication satellites in geostationary orbit (GSO), discusses the most interesting and key technologies of payloads and the main aspects of competition with multi-satellite systems in low orbit, and the problems of ensuring the effectiveness of satellites in GSO are also considered, and an option for the optimal construction of promising civil communications satellites in GSO is proposed.

Keywords: satellite communications, spacecraft, geostationary orbit, efficiency, payload, digital routing, multibeam antenna, multiport transmitter.
For citation: Mentus, O.V. Current state of the problem of ensuring the effectiveness of heavy satellite communication systems in geostationary orbit / O.V. Mentus // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 30-40. (in russian)

REFERENCES

1. Mentus, O.V. Construction of promising civil communications satellites in geostationary orbit for the Russian orbital constellation / O.V. Mentus // Electrosvyaz. – 2025. – No. 10. – P. 13-27. (in russian)
2. Mentus, O.V. Development of geostationary communications satellites for civil purposes at the present stage / O.V. Mentus // Trudy NIIR. – 2025. – No. 3,4. – P. 2-65. (in russian)
3. Mentus, O.V. Prospects for the development of GEO and Non-GEO satellite communication systems / O.V. Mentus, E.A. Dyakova // Electrosvyaz. – 2024. – No. 12-1. – P. 32-40. (in russian)
4. Mentus, O.V. Appearance of prospective civil communications satellites up to 2030 / O.V. Mentus, A.N. Vinogradov // Trudy NIIR. – 2024. – No. 1-2. – P. 50-63. (in russian)
5. Mentus, O.V. Development of the direction of creating on-board repeaters for communication and broadcasting satellites at NIIR / O.V. Mentus // Electrosvyaz. – 2023. – No. 11. – P. 24-32. (in russian)
6. Maltsev, G.N. Network information technologies in modern satellite communication systems / G.N. Maltsev // Information and control systems. –2007. – No. 1. – P. 33-39. (in russian)
7. Vysotsky, G.Yu. VSAT network services and their consumers / G.Yu. Vysotsky // Telesputnik. – 2011. – No. 3. – P. 20-28. (in russian)
8. Sdobaev, M.Yu. Perspective directions of payload development for the Russian communications and broadcasting civil satellites (part I) / M.Yu. Sdobaev, O.V. Mentus, E.A. Dyakova // Trudy NIIR. – 2019. – No. 1. – P. 75-94. (in russian)
9. Sdobaev, M.Yu. Perspective directions of payload development for the Russian communications and broadcasting civil satellites (part II) / M.Yu. Sdobaev, O.V. Mentus, E.A. Dyakova // Trudy NIIR. – 2020. – No. 1-2. – P. 5-31. (in russian)
10. Mentus, O.V. On-board digital switching options for civil communications satellites / O.V. Mentus, A.A. Akopov // Electrosvyaz. – 2020. – No. 10. – P. 14-20. (in russian)
11. Mentus, O.V. Use of flexible payloads for Russian communication and broadcast satellites / O.V. Mentus, E.A. Dyakova // 2020 Systems of signals generating and processing in the field on board communications.
12. Myrova, L.O. Low-orbit satellite communication systems Starlink and Oneweb / L.O. Myrova, O.V. Mentus, A.B. Davydov et al. // Trudy NIIR. – 2021. – No. 2. – P. 36-45. (in russian)
13. Mentus, O.V. The use of Q-band frequencies in the creation of promising communication and broadcasting satellites / O.V. Mentus // Trudy NIIR. – 2018. – No. 3-4. – P. 2-6. (in russian)
14. Mentus, O.V. Ambitious goals and systems approach / O.V. Mentus // Electrosvyaz. – 2022. – No. 1. – P. 12. (in russian)
15. Mentus, O.V. Development of tropospheric communications for the Arctic / O.V. Mentus, V.S. Lapshin, L.O. Myrova, I.P. Panteleimonov // Electrosvyaz. – 2025. – No. 3. – P. 56-62. (in russian)
16. Gurlev, I.V. Methods and means of ensuring the security of information transmitted via the satellite network of VSAT technology / I.V. Gurlev // Internet journal Science Studies. – 2017. – Vol. 9, No. 3. – P. 1-9. (in russian)
17. Mentus, O.V. An example of building a satellite broadband access system using non-geostationary satellites / O.V. Mentus, S.S. Uvarov, E.A. Dyakova // Trudy NIIR. – 2020. – No. 4. – P. 45-56. (in russian)
18. Testodiev, N.A. Prospects and development priorities of the information satellite systems / N.A. Testodiev, A.V. Kuzovkov // Science City Research. – 2017. – Vol. 1, No. 1(19). – P. 7-10. (in russian)

Компромисс между помехоустойчивостью, спектральной эффективностью и вычислительной сложностью в системах связи с использованием технологий DFTN, MdM и MIMO

М.Г. Бакулин, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), доцент, к.т.н.; m.g.bakulin@gmail.com
В.Б. Крейнделин, МТУСИ, профессор, д.т.н.; vitkrend@gmail.com
А.А. Резнев, МТУСИ, доцент, АО «НТЦ «Атлас», заместитель генерального директора, к.т.н.; andrey.reznev@gmail.com

УДК 621.396 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.005

Аннотация. *Выполнен сравнительный анализ современных методов повышения эффективности систем цифровой связи на основе технологий DFTN (Faster-Than-Nyquist), многомерных сигнальных созвездий MdM (Multi-Dimensional Modulation) и пространственного мультиплексирования MIMO. В качестве критериев сравнения использованы помехоустойчивость, спектральная эффективность и вычислительная сложность детектирования. Для сопоставления систем различной структуры предложено использовать эффективную размерность задачи детектирования, которая определяется числом информационных бит, оцениваемых совместно в рамках процедуры принятия решения. На основе данного показателя введён нормированный индекс роста вычислительной сложности, позволяющий выполнять сравнение различных технологий в единой постановке. По результатам моделирования построены сравнительные диаграммы, отражающие взаимосвязь энергетической и спектральной эффективности с ростом сложности детектирования. Показано, что технологии DFTN и MdM обеспечивают преимущественно повышение помехоустойчивости, тогда как применение DFTN совместно с MIMO ориентировано на увеличение спектральной эффективности при умеренном росте вычислительной сложности. Полученные результаты могут быть использованы при выборе структуры перспективных систем связи в зависимости от требований к пропускной способности, помехоустойчивости и допустимым вычислительным затратам.*

Ключевые слова: *DFTN, Faster-Than-Nyquist, многомерные сигнальные созвездия, MdM, MIMO, вычислительная сложность, детектирование сигналов, спектральная эффективность, помехоустойчивость, цифровые системы связи.*

Для цитирования: *Бакулин, М.Г. Компромисс между помехоустойчивостью, спектральной эффективностью и вычислительной сложностью в системах связи с использованием технологий DFTN, MdM и MIMO / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.А. Резнев // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 41-51.*

ВВЕДЕНИЕ

Современные системы цифровой связи, ориентированные на повышение спектральной эффективности передачи информации, активно используют методы пространственного, частотного и временного мультиплексирования, включая технологии MIMO и OFDM, а также их различные комбинации [1]. Одним из ключевых направлений развития таких систем является переход к многомерным сигнальным структурам, позволяющим увеличивать скорость передачи информации без пропорционального расширения полосы частот.

К числу таких подходов относятся технологии FTN (faster-than-Nyquist), реализуемые в дискретном времени (DFTN), а также методы формирования многомерных сигнальных созвездий (MdM), которые могут рассматриваться как обобщение линейных преобразований сигналов [2]. В ряде работ показано, что использование указанных подходов позволяет добиться значительного выигрыша по энергетической эффективности при сохранении или увеличении спектральной эффективности передачи [3].

Однако повышение размерности сигнального пространства и усложнение структуры передаваемых сигналов неизбежно приводит к существенному росту вычислительной сложности алгоритмов обработки, прежде всего на стороне приёмника. В частности, оптимальный приём сигналов в многомерных системах передачи, основанный на критерии максимального правдоподобия (maximum likelihood, ML), требует перебора всех возможных комбинаций переданных символов, число которых экспоненциально зависит от размерности системы и используемой модуляции [4].

Данная проблема особенно ярко проявляется при использовании технологий DFTN в сочетании с пространственным мультиплексированием, где эк-

вивалентная размерность задачи определяется произведением количества передающих антенн, числа потоков и длины блока обработки сигналов. В таких условиях практическая реализация оптимального приёмника становится невозможной даже для умеренных значений параметров системы [5].

С другой стороны, использование упрощённых алгоритмов приёма, таких как линейные методы (MMSE, ZF) или итерационные алгоритмы, приводит к ухудшению помехоустойчивости по сравнению с оптимальными решениями. Таким образом, для современных многомерных систем передачи особую значимость приобретает задача поиска компромисса между помехоустойчивостью и вычислительной сложностью.

Несмотря на наличие большого числа работ, посвящённых отдельным аспектам повышения эффективности систем связи, системный анализ данного компромисса применительно к технологиям DFTN, многомерным созвездиям и MIMO-каналам в настоящее время отсутствует. В частности, недостаточно исследованы вопросы влияния размерности сигнального пространства, структуры линейных преобразований и типа модуляции на соотношение качество передачи–вычислительная сложность.

В связи с этим целью настоящей работы является анализ влияния параметров многомерных систем передачи на помехоустойчивость и вычислительную сложность, а также формирование практических рекомендаций по выбору структуры сигнала и алгоритмов приёма.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Рассмотрим обобщённую модель системы передачи с многомерными сигнальными структурами, включающей линейные преобразования сигнала и многоканальную передачу. Такой подход позволяет в единой форме описывать системы с преобразованием DFTN, многомерными сигнальными созвездиями, а также системы с пространственным мультиплексированием и предварительным кодированием.

Пусть исходный вектор передаваемых символов обозначен как $\mathbf{s} \in \mathcal{A}^{N_s \times 1}$, где N_s – число символов, совместно обрабатываемых преобразованием. Этот вектор описывает последовательность модулированных символов, сформированных на выходе модулятора. Перед передачей по каналу связи указанный вектор в общем случае подвергается дополнительному линейному преобразованию. Такое преобразование задаётся матрицей $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_x \times N_s}$, структура которой определяется выбранной технологией передачи, где N_x – размерность выходного вектора $\mathbf{x}$. В зависимости от типа системы матрица $\mathbf{F}$ может соответствовать преобразованию DFTN, процедуре формирования многомерных сигнальных созвездий либо различным вариантам прекодирования в системах с пространственным мультиплексированием [2, 3, 6].

Тогда вектор сигнала на выходе формирующего устройства может быть представлен в виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{Fs}, \tag{1}$$

где $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_x \times 1}$.

Если передача осуществляется по многоканальному, в общем случае MIMO, каналу связи, то модель наблюдаемого сигнала с учетом (1) может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{y} = \mathbf{HFs} + \eta, \tag{2}$$

где $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_x}$ – матрица канала; $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ – вектор наблюдения; $\eta \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ – вектор аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Для MIMO число передающих антенн будет соответствовать количеству символов в преобразованном векторе $\mathbf{x}$, т.е. справедлива запись $N_t = N_x$, где N_t – число передающих антенн.

Представленная модель является достаточно общей и позволяет в рамках единой постановки рассматривать как системы с линейным преобразованием DFTN, так и системы с многомерными сигнальными конструкциями. Кроме того, она естественным образом распространяется на случай пространственного мультиплексирования, когда дополнительное преобразование структуры сигнала сочетается с многоканальной передачей [5, 7].

Оптимальная оценка переданного вектора $\mathbf{s}$ в смысле критерия максимального правдоподобия определяется как решение задачи минимизации евклидова расстояния между наблюдаемым вектором и всеми возможными реализациями полезного сигнала:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg\min_{s \in \mathcal{S}} \left\| \mathbf{y} - \mathbf{HFs} \right\|^2, \tag{3}$$

где $\mathcal{S}$ – множество всех допустимых комбинаций передаваемых символов.

Размер множества $\mathcal{S}$ определяется числом возможных комбинаций элементов вектора $\mathbf{s}$ и зависит как от мощности алфавита модуляции, так и от размерности рассматриваемой сигнальной структуры. Если мощность алфавита равна M_{mod}, а размерность вектора $\mathbf{s}$ равна N_s, то число возможных комбинаций составляет

$$\left| \mathcal{S} \right| = M_{\text{mod}}^{N_s}. \tag{4}$$

Отсюда следует, что вычислительная сложность оптимального приёма растёт экспоненциально с увеличением размерности системы и это обстоятельство является одним из главных ограничений при практической реализации многомерных методов передачи, обеспечивающих высокий выигрыш по спектральной эффективности.

Следует отметить, что параметр N_s в данном случае определяется структурой конкретной системы и соответствует числу символов, участвующих в совместном детектировании.

Для систем DFTN величина N_s связана с длиной блока обработки сигналов. Для многомерных сигнальных созвездий она определяется числом информационных символов, совместно отображаемых в многомерное сигнальное пространство. Для систем MIMO дополнительный рост размерности связан с числом пространственных потоков, передающих и приёмных антенн, а также возможным блочным объединением символов при прекодировании и совместной обработке [2, 3, 5].

В результате даже при умеренных значениях порядка модуляции и размерности вектора **s** задача оптимального приёма оказывается вычислительно крайне сложной. По этой причине в практических системах вместо оптимального алгоритма часто используются субоптимальные методы обработки, такие как линейные алгоритмы оценивания, в том числе MMSE, а также различные итерационные алгоритмы. Их применение позволяет существенно снизить вычислительные затраты, однако сопровождается ухудшением характеристик помехоустойчивости по сравнению с оптимальным приёмом [8].

Таким образом, задача настоящего исследования состоит в анализе взаимосвязи между помехоустойчивостью и вычислительной сложностью в системах передачи, использующих многомерные сигнальные структуры.

Для её решения будет необходимо:

– исследовать зависимость вычислительной сложности алгоритмов приёма от размерности сигнального пространства и типа модуляции;

– проанализировать влияние структуры линейного преобразования **F** на характеристики системы;

– сопоставить возможный выигрыш по помехоустойчивости с ростом вычислительных затрат;

– сформулировать практические рекомендации по выбору параметров многомерных систем передачи с учётом компромисса между качеством приёма и сложностью реализации.

АНАЛИЗ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЁМА

Одним из ключевых факторов, ограничивающих практическое применение многомерных методов передачи сигналов, является высокая вычислительная сложность алгоритмов приёма. В рамках модели наблюдения сигнала, представленной выражением (2), задача оценки переданного вектора символов сводится к задаче поиска минимума евклидова расстояния в многомерном пространстве. Такая постановка задачи естественным образом приводит к использованию критерия максимального правдоподобия [4].

Из выражений (3) и (4) следует, что реализация алгоритма максимального правдоподобия требует проверки $M_{\text{mod}}^{N_s}$ допустимых гипотез. Поэтому вычислительная сложность оптимального приёма возрастает экспоненциально с увеличением размерности задачи детектирования и мощности алфавита модуляции. При использовании модуляции QPSK ($M_{\text{mod}}=4$) и размерности $N=10$ число проверяемых комбинаций составляет уже $4^{10} \approx 10^6$, что делает прямую реализацию алгоритма практически невозможной.

В рамках модели (2)–(3) размерность вектора **s**, размерность выходного вектора **x** и размерность принимаемого вектора **y** являются различными параметрами системы. Число гипотез, проверяемых при оптимальном приёме, определяется размерностью множества допустимых векторов **s**, тогда как структура матриц **F** и **H** определяет геометрию соответствующих реализаций сигнала в пространстве наблюдения. Поэтому рост вычислительной сложности в системах DFTN, MdM и MIMO связан не с одним универсальным параметром размерности, а с выбранной архитектурой формирования сигнала и способом совместного детектирования символов.

С целью снижения вычислительной сложности на практике широко используются субоптимальные алгоритмы приёма. В зависимости от принципа обработки сигнала такие алгоритмы могут быть разделены на линейные и итерационные. Линейные методы наиболее естественно применимы в системах с линейной моделью канала и основаны на вычислении оценки передаваемого сигнала посредством линейного преобразования наблюдаемого вектора [1, 8]. Их вычислительная сложность определяется главным образом операциями матричного умножения и решения систем линейных уравнений [9].

Для наиболее распространённых реализаций линейных алгоритмов сложность обработки имеет полиномиальный характер и может быть оценена величиной порядка $\mathcal{O}(N^3)$ [9]. В отличие от экспоненциальной зависимости, характерной для оптимального приёма, такой рост вычислительных затрат обеспечивает возможность практической реализации алгоритмов при больших размерностях задачи. Однако снижение вычислительной сложности достигается ценой ухудшения характеристик помехоустойчивости по сравнению с оптимальным приёмом.

Линейные алгоритмы приёма учитывают структуру эффективного канала [10], однако выполняют оценивание в непрерывном пространстве и не учитывают дискретную структуру множества допустимых сигнальных векторов. Поэтому при уменьшении минимального евклидова расстояния между допустимыми реализациями сигнала в пространстве наблюдения вероятность ошибки может существенно превышать соответствующие значения для

оптимального приёма по критерию максимального правдоподобия [4, 11].

Промежуточное положение между оптимальными и линейными методами занимают итерационные алгоритмы приёма, такие как турбо-детекторы, алгоритмы на основе последовательного исключения помех и методы с использованием апостериорных вероятностей [8].

Общая идея таких методов заключается в итеративном уточнении оценок передаваемых символов с учётом статистической информации о канале и структуре сигнала. Вычислительная сложность подобных алгоритмов может быть представлена в виде $\mathcal{O}(K \cdot N^2)$, где K – число итераций.

Такие алгоритмы в ряде случаев позволяют получить характеристики, близкие к оптимальному приёму по критерию максимального правдоподобия, при существенно меньших вычислительных затратах по сравнению с ML. При этом достигаемая помехоустойчивость существенно зависит от параметров системы, включая уровень шума и структуру матрицы преобразования **F** [8, 12].

Особенностью рассматриваемых многомерных систем является то, что матрица преобразования **F** изменяет характер зависимости между принимаемым сигналом и передаваемыми символами. В случае DFTN и многомерных сигнальных созвездий элементы вектора наблюдения зависят не от отдельных независимых символов, а от их линейных комбинаций. Аналогичный эффект возникает при использовании прекодирования в системах MIMO, где преобразование **F** приводит к смешиванию пространственных потоков [6, 12].

В результате задача приёма сводится к совместному детектированию группы взаимосвязанных символов, а не к их независимому посимвольному оцениванию. Именно это обстоятельство определяет рост вычислительной сложности алгоритмов приёма при использовании многомерных сигнальных структур. Следовательно, матрица **F** в рассматриваемых системах одновременно обеспечивает возможность повышения энергетической и спектральной эффективности передачи и приводит к усложнению процедур детектирования на приёмной стороне.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНУЮ СЛОЖНОСТЬ

Вычислительная сложность алгоритмов приёма в многомерных системах передачи определяется, прежде всего, размерностью задачи и структурой используемых преобразований, однако указанные параметры оказывают существенное влияние и на характеристики помехоустойчивости системы [11]. В связи с этим анализ компромисса между сложностью и качеством приёма требует совместного рассмотрения влияния основных параметров системы, а именно размерности сигнального пространства, мощности алфавита модуляции, структуры линейного преобразования **F** и числа пространственных потоков в системе MIMO.

Одним из ключевых факторов, влияющих на характеристики системы, является число символов, участвующих в совместном детектировании. Увеличение размерности вектора **s** приводит к расширению множества допустимых сигнальных реализаций и изменению геометрии сигнального пространства, что оказывает непосредственное влияние на помехоустойчивость и спектральную эффективность системы $\left(S_{p_{ef}}\right)$.

С точки зрения помехоустойчивости увеличение размерности может приводить как к улучшению, так и к ухудшению характеристик системы. С одной стороны, увеличение размерности позволяет формировать сигнальные структуры высоких порядков и, следовательно, повышать спектральную эффективность передачи. С другой стороны, при фиксированной мощности сигнала увеличение числа измерений приводит к уменьшению среднего расстояния между сигнальными точками в многомерном пространстве, что ухудшает их различимость [11].

Дополнительным фактором является эффект вырождения сигнальных структур, наблюдаемый в системах с линейными преобразованиями. При определённых видах матрицы **F** различные комбинации передаваемых символов могут приводить к совпадающим или близким значениям вектора **x**, что резко увеличивает вероятность ошибки [12].

Таким образом, увеличение размерности сигнального пространства приводит к противоречивым эффектам: росту спектральной эффективности и потенциальному улучшению энергетических характеристик при оптимальном выборе параметров, но одновременно – к увеличению сложности и риску ухудшения помехоустойчивости при неблагоприятной структуре преобразования.

В многомерных системах передачи влияние мощности алфавита модуляции M_{mod} определяется не только ростом числа допустимых сигнальных состояний, но и изменением геометрии сигнального пространства [13]. В отличие от классических схем передачи, где сигнальные точки обычно распределены равномерно, в системах с линейными преобразованиями и многомерными созвездиями увеличение M_{mod} сопровождается усложнением структуры расстояний между реализациями сигнала. В результате отдельные области сигнального пространства могут характеризоваться существенно меньшими расстояниями между допустимыми комбинациями символов, что приводит к локальному ухудшению помехоустойчивости и усложняет задачу детектирования [2, 11, 14].

Данный эффект особенно заметен при использовании субоптимальных алгоритмов приёма, чувствительных к распределению расстояний между сигнальными точками. Поэтому увеличение мощности алфавита в многомерных системах должно рассматриваться совместно со структурой линейного преобразования и размерностью сигнального пространства.

Таким образом, увеличение порядка модуляции приводит к росту спектральной эффективности, но одновременно увеличивает вычислительную сложность и ухудшает помехоустойчивость.

Особую роль в рассматриваемых системах играет структура матрицы линейного преобразования **F**. В отличие от классических схем передачи, где символы передаются независимо, использование преобразований DFTN и MdM приводит к формированию взаимосвязанных сигнальных структур.

С точки зрения помехоустойчивости линейное преобразование может приводить к увеличению минимального расстояния между эффективными сигнальными точками, что обеспечивает энергетический выигрыш. Именно этим объясняется улучшение характеристик систем при использовании оптимизированных матриц DFTN и многомерных созвездий [3, 12, 15].

Использование линейного преобразования **F** изменяет геометрию сигнального пространства после преобразования передаваемого вектора. В результате расстояния между различными реализациями сигнала распределяются неравномерно: для одних комбинаций символов они могут увеличиваться, обеспечивая энергетический выигрыш, тогда как для других – уменьшаться.

При неблагоприятной структуре матрицы **F** это может приводить к появлению близких или практически совпадающих сигнальных реализаций, что ухудшает помехоустойчивость системы и особенно заметно при использовании субоптимальных алгоритмов приёма [12, 16]. Таким образом, эффективность линейного преобразования определяется не только увеличением отдельных расстояний между сигнальными точками, но и общим характером распределения расстояний в преобразованном сигнальном пространстве.

Использование пространственного мультиплексирования в системах MIMO приводит к увеличению размерности задачи детектирования по сравнению с одноканальной передачей, поскольку приёмник должен выполнять совместную обработку нескольких пространственных потоков. В модели наблюдения матрица канала **H** осуществляет линейное преобразование передаваемого вектора, вследствие чего каждый элемент принимаемого сигнала зависит от совокупности передаваемых символов. В результате задача приёма сводится к разделению пространственно смешанных потоков и совместному детектированию многомерного сигнала, что приводит к росту вычислительной сложности алгоритмов обработки [5, 7].

В одноканальных системах линейное преобразование **F** формирует геометрию сигнального множества непосредственно в пространстве наблюдения, вследствие чего увеличение минимального евклидова расстояния между векторами созвездия приводит к снижению вероятности ошибки. Однако в системах MIMO итоговая геометрия принимаемого сигнала определяется уже не только преобразованием **F**, а составным оператором **HF**, где матрица канала **H** вносит дополнительное анизотропное масштабирование. В результате расстояние между двумя сигнальными векторами после прохождения канала определяется квадратичной формой [17–19]:

$$d^2 = \Delta^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{F}\Delta, \qquad (5)$$

где Δ – разностный вектор между элементами сигнального множества; $(\cdot)^H$ – операция эрмитова сопряжения. Поэтому даже в случае, когда преобразование **F** обеспечивает увеличение минимального расстояния в исходном пространстве сигналов, действие матрицы $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ может перераспределять энергию по собственным направлениям канала таким образом, что отдельные расстояния после преобразования **HF** уменьшаются. Это приводит к деформации геометрии сигнального множества в пространстве наблюдения и, как следствие, к ухудшению помехоустойчивости по сравнению с ожидаемым эффектом, характерным для одноканального случая.

С точки зрения вычислительной сложности использование MIMO приводит к увеличению размерности задачи пропорционально числу передающих антенн (5), что дополнительно усиливает экспоненциальный рост сложности алгоритмов ML и увеличивает вычислительные затраты для субоптимальных методов [5, 19].

АНАЛИТИЧЕСКИЙ И ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ

В рамках модели системы (2) помехоустойчивость определяется геометрией множества сигналов после линейного преобразования и прохождения через канал. В частности, в канале с АБГШ помехоустойчивость системы в значительной степени определяется расстояниями между реализациями принимаемого сигнала в пространстве наблюдения. При высоких значениях отношения сигнал/шум основное влияние на вероятность ошибки оказывает минимальное евклидово расстояние между сигнальными точками [4, 14]:

$$d_{\min} = \min_{\Delta s \neq 0} \left\| \mathbf{H}\mathbf{F}\Delta\mathbf{s} \right\|. \qquad (6)$$

В предположении АБГШ вероятность битовой ошибки может быть приближённо выражена через минимальное евклидово расстояние (6) между сигнальными реализациями [4, 11]

$$P_e \approx Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}}{2N_0}}\right), \qquad (7)$$

где Q – отношение сигнал/шум; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Таким образом, влияние параметров системы сводится к их воздействию на величину $d_{\min}$, которая определяется как структурой линейного преобразования **F**, так и характеристиками канала **H**.

Использование линейных преобразований, реализующих DFTN, позволяет изменять геометрию сигнального пространства за счёт перераспределения точек. Это приводит к увеличению расстояний между наиболее вероятными ошибочными комбинациями (7) и, как следствие, к улучшению помехоустойчивости.

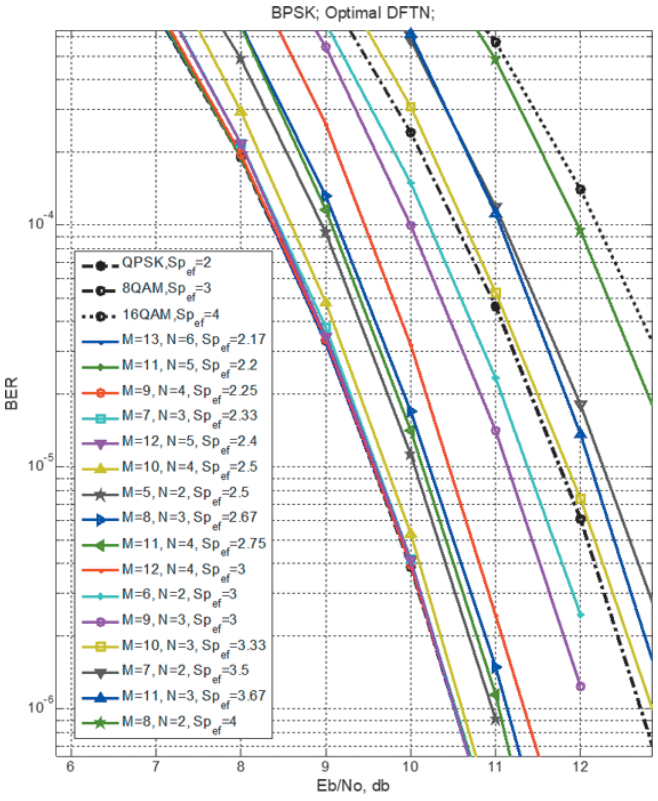
Для анализа влияния линейного преобразования на характеристики системы рассмотрим результаты моделирования для различных конфигураций DFTN. В дальнейшем под конфигурацией DFTN будем понимать структуру матрицы преобразования **F**, определяемую числом информационных символов M и размерностью формируемого сигнального вектора N, в обозначениях общей модели (1) этим параметрам соответствуют N_s и N_x соответственно. При использовании алфавита модуляции мощности M_{mod} спектральная эффективность системы определяется выражением $S_{ef} = \frac{M}{N}\log_2 M_{\text{mod}}$. Таким образом, параметры M и N определяют спектральную эффективность системы и размерность формируемого сигнального множества, тогда как его геометрические свойства дополнительно зависят от структуры матрицы преобразования **F**.

На рис. 1 представлены результаты моделирования для систем с преобразованием DFTN, отличающихся параметрами формирования сигнального пространства и спектральной эффективностью.

Как видно из приведённых зависимостей, применение оптимизированных матриц DFTN приводит к устойчивому энергетическому выигрышу порядка 1–2 дБ. При этом конфигурации с различными параметрами M и N, обеспечивающие близкую спектральную эффективность, демонстрируют сходные характеристики помехоустойчивости.

Это указывает на возможность достижения требуемых характеристик передачи не только за счёт увеличения мощности алфавита модуляции, но и путём изменения структуры линейного преобразования и увеличения размерности сигнального пространства. Такой подход позволяет перераспределять сложность системы, смещая её от модуляции к обработке сигнала.

Рисунок 1
Вероятность битовой ошибки для различных конфигураций DFTN



Однако структура линейного преобразования может приводить не только к улучшению, но и к деградации характеристик системы. В частности, при определённых конфигурациях матрицы **F** возможна ситуация вырождения, при которой различные векторы **s** отображаются в одну и ту же точку сигнального пространства, что приводит к совпадению сигналов в приёмном пространстве и, как следствие, к невозможности их различения. Данный эффект проявляется в виде порогового поведения вероятности ошибки, при котором BER перестаёт уменьшаться с ростом отношения сигнал/шум [11, 14].

Дальнейшее развитие сигнальных структур достигается при использовании многомерных методов формирования сигналов, позволяющих более эффективно перераспределять точки в пространстве. В этом случае за счёт увеличения размерности и соответствующего линейного преобразования возможно увеличение расстояний между наиболее вероятными ошибочными комбинациями, что приводит к дополнительному энергетическому выигрышу.

Вместе с тем увеличение размерности сигнального пространства и усложнение структуры формируемых сигналов сопровождаются ростом вычислительных затрат на стороне приёма. При этом различные техно-

логии передачи используют данный ресурс по-разному. Методы DFTN и многомерные сигнальные созвездия ориентированы преимущественно на улучшение геометрических свойств сигнального множества и повышение энергетической эффективности передачи, тогда как системы с пространственным мультиплексированием MIMO обеспечивают рост спектральной эффективности за счёт увеличения размерности задачи детектирования. В связи с этим дальнейший анализ целесообразно проводить раздельно для энергетической и спектральной эффективности.

Для количественного сопоставления рассматриваемых технологий введён нормированный индекс вычислительной сложности детектирования

$$C_{\text{norm}} = N_{\text{states}} / N_{\text{states}}^{\text{ref}}, \qquad (8)$$

где N_{states} – число состояний задачи детектирования для рассматриваемой системы, а $N_{\text{states}}^{\text{ref}}$ соответствует базовой системе QPSK с независимой передачей символов. Величина $\log_2 C_{norm}$ используется на диаграммах для наглядного отображения относительного роста сложности (8) при усложнении сигнальной структуры.

Асимптотический рост вычислительной сложности для различных методов детектирования оценивается с помощью формул, в частности, для оптимального приёма используется экспоненциальная оценка сложности вида

$$C_{ML} \sim M_{\text{mod}}^{N_{\text{eff}}}, \qquad (9)$$

где N_{eff} – эффективная размерность задачи детектирования. В дальнейшем под эффективной размерностью задачи детектирования будем понимать число информационных символов, оцениваемых совместно в рамках процедуры принятия решения для рассматриваемого алгоритма приёма. Для линейных алгоритмов оценивания используется полиномиальная оценка

$$C_{\text{lin}} \sim N_{\text{eff}}^3, \qquad (10)$$

а для итерационных методов [20, 21]

$$C_{\text{iter}} \sim K \cdot N_{\text{eff}}^2, \qquad (11)$$

где K – число итераций.

Для анализа компромисса между энергетической/спектральной эффективностью и вычислительной сложностью рассматриваются четыре класса систем передачи и комбинация системы DFTN и MIMO:

1. Базовая QPSK-система с независимой передачей символов, используемая как эталон для нормирования сложности.
2. BPSK+DFTN, где используется блочное многомерное формирование сигнала для увеличения минимального расстояния между сигнальными комбинациями.
3. QPSK+DFTN – конфигурация с более высокой размерностью сигнального блока и увеличенным числом состояний, обеспечивающая дополнительный энергетический выигрыш.
4. MdM – многомерные сигнальные созвездия с высокой плотностью точек и соответствующим ростом сложности детектирования.
5. DFTN+MIMO – комбинированная система с пространственным мультиплексированием, ориентированная на рост спектральной эффективности.

Результаты моделирования для рассматриваемых систем, а также соответствующие оценки вычислительной сложности (9)–(11) сведены в таблицу. Представленные данные используются для последующего построения диаграмм, отражающих взаимосвязь между характеристиками передачи и вычислительной сложностью алгоритмов приёма. В качестве количественной меры сложности используется величина $\log_2 C_{norm}$, характеризующая относительный рост сложности детектирования по сравнению с базовой системой QPSK.

Для обеспечения сопоставимости различных технологий в таблице используются параметры модели, введённые ранее. Для систем DFTN параметры N_s, N_x и N_r определяют размерности входного вектора символов, сформированного сигнала и вектора наблюдения соответственно. Для многомерных сигнальных созвездий и систем DFTN+MIMO используются эквивалентные значения указанных параметров. На их основе определяется эффективная размерность задачи детектирования N_{eff}, используемая для оценки вычислительной сложности.

На основании данных в таблице построены диаграммы, позволяющие сопоставить полученные результаты с точки зрения вычислительной сложности детектирования. Первая диаграмма (рис. 2) характеризует зависимость энергетического выигрыша от роста сложности

Сводные характеристики исследуемых конфигураций систем связи

Система	Конфигурация ($N_s/N_x/N_r/N_{\text{eff}}$)	$\log_2(C_{\text{norm}})$	Энергетический выигрыш, дБ	$S_{ef}/S_{ef,\text{QPSK}}$
Базовая QPSK	1/1/1/2	0	0	1
BPSK+DFTN	9/4/4/9	7	1,1	1,5
QPSK+DFTN	6/4/4/12	10	1,0	1,5
MdM	1/6/6/12	10	1,3	1
DFTN+MIMO	5/4/20/10	8	0	1,25

детектирования, а вторая (рис. 3) – зависимость спектральной эффективности от роста сложности детектирования.

Из рис. 2 следует, что увеличение сложности детектирования сопровождается ростом энергетической эффективности для всех рассмотренных методов формирования сигналов. При переходе от базовой системы QPSK к системам DFTN достигается выигрыш порядка 1 дБ. Дальнейшее увеличение размерности сигнального пространства позволяет получить дополнительный выигрыш, максимальное значение которого для рассмотренных конфигураций достигается в системах MdM и составляет около 1,3 дБ.

При этом характер зависимости показывает, что рост энергетического выигрыша существенно замедляется по мере увеличения сложности детектирования. Так, увеличение показателя $\log_2 C_{norm}$ от 7 до 10 приводит лишь к незначительному изменению энергетического выигрыша. Следовательно, после достижения определённого уровня сложности дальнейшее усложнение сигнальной структуры обеспечивает ограниченный энергетический эффект.

На рис. 3 показана зависимость спектральной эффективности от роста сложности детектирования для рассматриваемых систем передачи.

Из рис. 3 следует, что увеличение вычислительной сложности может использоваться различными способами в зависимости от выбранной технологии формирования сигнала. Для систем DFTN рост сложности сопровождается одновременным увеличением спектральной эффективности. Наибольшие значения нормированной спектральной эффективности среди рассмотренных конфигураций достигаются для систем BPSK+DFTN и QPSK+DFTN, что свидетельствует об эффективном использовании дополнительных степеней свободы сигнального пространства для передачи информации.

Система DFTN+MIMO занимает промежуточное положение между базовой системой QPSK и оптимизированными конфигурациями DFTN. Несмотря на меньшие значения спектральной эффективности по сравнению с системами DFTN, применение пространственного мультиплексирования позволяет обеспечить её увеличение при умеренном росте сложности детектирования. Полученный результат подтверждает возможность использования пространственных степеней свободы канала для повышения пропускной способности системы передачи.

Особый интерес представляет положение многомерных сигнальных созвездий MdM. Несмотря на высокую вычислительную сложность, спектральная эффективность данной технологии остаётся на уровне базовой системы QPSK. В сочетании с результатами, представленными на рис. 2, это показывает, что дополнительные вычислительные ресурсы в системах MdM используются преимущественно для повышения помехоустойчивости, а не для увеличения скорости передачи информации.

Рисунок 2
Зависимость энергетического выигрыша от роста сложности детектирования

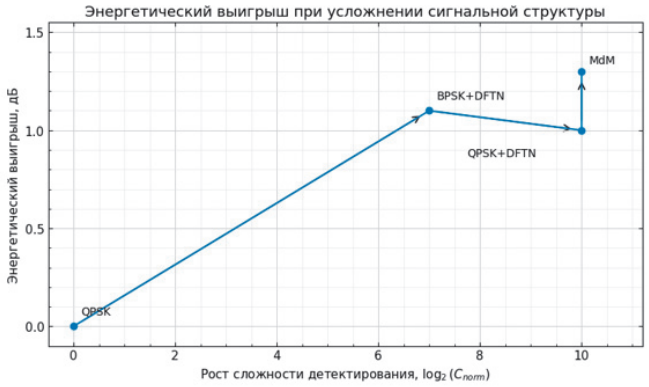
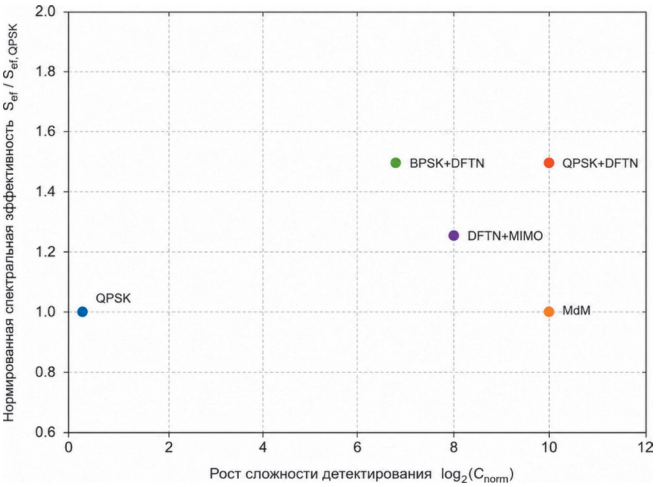


Рисунок 3
Зависимость спектральной эффективности от роста сложности детектирования



Совместный анализ рис. 2 и рис. 3 показывает, что рост вычислительной сложности не определяет однозначно направление улучшения характеристик системы связи. При сопоставимом уровне сложности различные технологии обеспечивают различные эффекты: повышение энергетической эффективности, увеличение спектральной эффективности либо компромисс между указанными характеристиками. Следовательно, выбор конкретного метода формирования сигналов должен определяться целевыми требованиями к системе связи и допустимым уровнем вычислительных затрат на стороне приёма.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен сравнительный анализ методов повышения эффективности систем передачи информации на основе технологий DFTN, многомерных

сигнальных созвездий MdM и пространственного мультиплексирования MIMO. В качестве критериев сравнения использованы энергетическая эффективность, спектральная эффективность и вычислительная сложность детектирования, определяющие основные компромиссы при проектировании современных систем связи.

Для обеспечения сопоставимости различных технологий введён нормированный индекс вычислительной сложности детектирования, основанный на понятии эффективной размерности задачи детектирования N_{eff}, определяемой количеством информационных бит, совместно участвующих в процедуре принятия решения. Использование данного показателя позволило выполнить сравнение систем различной структуры в рамках единой методики.

Проведённый анализ показал, что применение методов DFTN обеспечивает увеличение как энергетической, так и спектральной эффективности по сравнению с базовой системой QPSK. При этом дальнейшее усложнение сигнального пространства приводит к уменьшению прироста энергетического выигрыша, что свидетельствует о наличии эффекта насыщения при увеличении размерности задачи детектирования.

Показано, что многомерные сигнальные созвездия MdM обеспечивают наибольший энергетический выигрыш среди рассмотренных решений, достигающий 1,3 дБ относительно базовой системы QPSK при сопоставимой спектральной эффективности. Вместе с тем рост вычислительной сложности в данном случае используется преимущественно для повышения помехоустойчивости и не сопровождается увеличением спектральной эффективности.

Установлено, что системы DFTN+MIMO занимают промежуточное положение между традиционными DFTN-конфигурациями и многомерными сигнальными созвездиями. Использование пространственного мультиплексирования позволяет повысить спектральную эффективность системы при умеренном росте вычислительной сложности, что подтверждает эффективность использования пространственных степеней свободы канала связи для увеличения пропускной способности.

Совместный анализ полученных результатов показывает, что вычислительная сложность детектирования является самостоятельным системным ресурсом, который может быть использован различными способами в зависимости от выбранного метода формирования сигнала. В системах DFTN и MdM данный ресурс преимущественно преобразуется в энергетический выигрыш, тогда как в системах DFTN+MIMO он используется для повышения спектральной эффективности. Полученные результаты могут быть использованы при выборе структуры перспективных систем связи в зависимости от требований к помехоустойчивости, пропускной способности и допустимому уровню вычислительных затрат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Boccuzzi, J. Signal Processing for Wireless Communications / J. Boccuzzi. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 537 p.

2. Бакулин, М.Г. Многомерные созвездия как способ повышения спектральной эффективности / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.А. Резнев // Электросвязь. – 2025. – № 10. – С. 78-87. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.72.10.008.

3. Бакулин, М.Г. Оптимизация матрицы DFTN для повышения помехоустойчивости алгоритма / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.А. Резнев // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2025. – Т. 17, № 4. – С. 419-430. – DOI: 10.17725/rensit.2025.17.419.

4. Proakis, J.G. Digital Communications. 5th edition / J.G. Proakis. – New York: McGraw-Hill, 2007. – 1150 p.

5. Бакулин, М.Г. Интеграция технологии DFTN с MIMO для повышения спектральной эффективности в сетях следующего поколения / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.А. Резнев // Электросвязь. – 2025. – № 12. – С. 2-11. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.74.12.001.

6. Bakulin, M.G. Orthogonal Precoding for Systems with Spatial Multiplexing with a Linear Receiver / M.G. Bakulin, V.B. Kreindelin, A.A. Reznev // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2021. – Vol. 66, No. 12. – P. 1346-1353. – DOI: 10.1134/S1064226921120020.

7. Hampton, J.R. Introduction to MIMO Communications / J.R. Hampton. – Cambridge: Cambridge University Press, 2014. – 288 p.

8. Bakulin, M. Low-Complexity Iterative MIMO Detection Based on Turbo-MMSE Algorithm / M. Bakulin, V. Kreyndelin, A. Rog et al. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (ruSMART 2017, NsCC 2017, NEW2AN 2017). – P. 550-560. – DOI: 10.1007/978-3-319-67380-6_51.

9. Golub, G.H. Matrix Computations. 4th edition / G.H. Golub, C.F. Van Loan. – Baltimore: Johns Hopkins University Press, 2013. – 756 p.

10. He, H. Model-Driven Deep Learning for MIMO Detection / H. He, C.-K. Wen, S. Jin, G.Y. Li // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2020. – Vol. 68. – P. 1702-1715.

11. Simon, M.K. Digital Communication over Fading Channels / M.K. Simon, M.-S. Alouini. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. – 900 p.

12. McGuire, M. Discrete Time Faster-Than-Nyquist Signalling / M. McGuire, M. Sima // 2010 Global Communications Conference (GLOBECOM 2010).

13. Kurihara, E. Design of Low-Complexity Coded Modulation Employing High-Order QAM With Systematic Geometric Constellation Shaping / E. Kurihara, H. Ochiai // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2024. – Vol. 5. – P. 4061-4074.

14. Dattorro, J. Convex Optimization and Euclidean Distance Geometry / J. Dattorro. – USA: Meboo Publishing, 2015. – 733 p.

15. Liao, Z. Symbol-Level Precoding for

Integrated Sensing and Communications: A Faster-Than-Nyquist Approach / Z. Liao, F. Liu // IEEE Communications Letters. – 2023. – Vol. 27, Issue 12. – P. 3210-3214.
16. Gower, J.C. Properties of Euclidean and non-Euclidean distance matrices / J.C. Gower // Linear Algebra and its Applications. – 1985. – Vol. 67. – P. 81-97.
17. Love, D.J. Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems / D.J. Love, R.W. Heath, T. Strohmer // IEEE Transactions on Information Theory. – 2003. – Vol. 49, No. 10. – P. 2735-2747. – DOI: 10.1109/TIT.2003.817466.
18. Sampath, H. Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion / H. Sampath, P.P. Stoica, A. Paulraj // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – Vol. 49, No. 12. – P. 2198-2206. – DOI: 10.1109/26.974266.
19. Bakulin, M.G. Improved Space Time Codes through Orthogonal Transformation / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of On Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744302.
20. Yedidia, J.S. Understanding Belief Propagation and Its Generalizations / J.S. Yedidia, W.T. Freeman, Y. Weiss // Exploring Artificial Intelligence in the New Millennium. – Morgan Kaufmann Publisher, 2003. – P. 239-269.
21. Wang, Z. A Tutorial on Extremely Large-Scale MIMO for 6G: Fundamentals, Signal Processing, and Applications / Z. Wang, J. Zhang, H. Du et al. // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2024. – Vol. 26, No. 3. – P. 1560-1605. – DOI: 10.1109/COMST.2023.3349276.

Получено 14.07.2026;
принято к печати 17.07.2026

Trade-off between error performance, spectral efficiency, and computational complexity in communication systems based on DFTN, MdM, and MIMO technologies

M.G. Bakulin, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), associate professor, Ph.D.; m.g.bakulin@gmail.com
V.B. Kreyndelin, MTUCI, professor, Dr.Sci.(Tech.); vitkrend@gmail.com
A.A. Reznev, MTUCI, associate professor, JSC NTC Atlas, deputy director, Ph.D.; andrey.reznev@gmail.com

Abstract. This paper presents a comparative analysis of modern techniques for improving the performance of digital communication systems based on Faster-Than-Nyquist (DFTN) signaling, multidimensional modulation (MdM), and multiple-input multiple-output (MIMO) technologies. The comparison is performed using three key criteria: error performance, spectral efficiency, and computational complexity of signal detection. To provide a unified framework for systems with different signal structures, the concept of the effective detection dimension, defined as the number of information bits jointly processed during the detection procedure, is introduced. Based on this concept, a normalized computational complexity index is proposed, enabling a consistent comparison of different communication techniques. Comparative diagrams illustrating the relationships between error performance, spectral efficiency, and computational complexity are presented. The results demonstrate that DFTN and MdM technologies primarily improve error performance through signal-space optimization, whereas the combination of DFTN and MIMO provides higher spectral efficiency with a moderate increase in detection complexity. The proposed approach can be applied to the design and selection of next-generation communication systems depending on the required balance between reliability, spectral efficiency, and computational resources.

Keywords: DFTN; Faster-Than-Nyquist signaling; multidimensional modulation; MdM; MIMO; signal detection; computational complexity; spectral efficiency; error performance; digital communication systems.
For citation: Bakulin, M.G. Trade-off between error performance, spectral efficiency, and computational complexity in communication systems based on DFTN, MdM, and MIMO technologies / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 41-51. (in russian)

REFERENCES

1. Boccuzzi, J. Signal Processing for Wireless Communications / J. Boccuzzi. – New York: McGraw-Hill, 2008. – 537 p.
2. Bakulin, M.G. Multidimensional constellations for enhanced spectral efficiency / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // Electrosvyaz. – 2025. – No. 10. – P. 78-87. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.72.10.008. (in russian)
3. Bakulin, M.G. Optimization of the DFTN matrix for improving the error performance of the algorithm / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. – 2025. – Vol. 17. – No. 4. – P. 419-430. – DOI: 10.17725/rensit.2025.17.419. (in russian)
4. Proakis, J.G. Digital Communications. 5th edition / J.G. Proakis. – New York: McGraw-Hill, 2007. – 1150 p.
5. Bakulin, M.G. Integrating DFTN with MIMO for spectral efficiency enhancement in next-generation wireless networks / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // Electrosvyaz. – 2025. – No. 12. – P. 2-11. –

DOI: 10.34832/ELSV.2025.74.12.001. (in russian)

6. Bakulin, M.G. Orthogonal Precoding for Systems with Spatial Multiplexing with a Linear Receiver / M.G. Bakulin, V.B. Kreindelin, A.A. Reznev // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2021. – Vol. 66, No. 12. – P. 1346-1353. – DOI: 10.1134/S1064226921120020.

7. Hampton, J.R. Introduction to MIMO Communications / J.R. Hampton. – Cambridge: Cambridge University Press, 2014. – 288 p.

8. Bakulin, M. Low-Complexity Iterative MIMO Detection Based on Turbo-MMSE Algorithm / M. Bakulin, V. Kreyndelin, A. Rog et al. // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (ruSMART 2017, NsCC 2017, NEW2AN 2017). – P. 550-560. – DOI: 10.1007/978-3-319-67380-6_51.

9. Golub, G.H. Matrix Computations. 4th edition / G.H. Golub, C.F. Van Loan. – Baltimore: Johns Hopkins University Press, 2013. – 756 p.

10. He, H. Model-Driven Deep Learning for MIMO Detection / H. He, C.-K. Wen, S. Jin, G.Y. Li // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2020. – Vol. 68. – P. 1702-1715.

11. Simon, M.K. Digital Communication over Fading Channels / M.K. Simon, M.-S. Alouini. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. – 900 p.

12. McGuire, M. Discrete Time Faster-Than-Nyquist Signalling / M. McGuire, M. Sima // 2010 Global Communications Conference (GLOBECOM 2010).

13. Kurihara, E. Design of Low-Complexity Coded Modulation Employing High-Order QAM With Systematic Geometric Constellation Shaping / E. Kurihara, H. Ochiai // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2024. – Vol. 5. – P. 4061-4074.

14. Dattorro, J. Convex Optimization and Euclidean Distance Geometry / J. Dattorro. – USA: Meboo Publishing, 2015. – 733 p.

15. Liao, Z. Symbol-Level Precoding for Integrated Sensing and Communications: A Faster-Than-Nyquist Approach / Z. Liao, F. Liu // IEEE Communications Letters. – 2023. – Vol. 27, Issue 12. – P. 3210-3214.

16. Gower, J.C. Properties of Euclidean and non-Euclidean distance matrices / J.C. Gower // Linear Algebra and its Applications. – 1985. – Vol. 67. – P. 81-97.

17. Love, D.J. Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems / D.J. Love, R.W. Heath, T. Strohmer // IEEE Transactions on Information Theory. – 2003. – Vol. 49, No. 10. – P. 2735-2747. – DOI: 10.1109/TIT.2003.817466.

18. Sampath, H. Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion / H. Sampath, P.P. Stoica, A. Paulraj // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – Vol. 49, No. 12. – P. 2198-2206. – DOI: 10.1109/26.974266.

19. Bakulin, M.G. Improved Space Time Codes through Orthogonal Transformation / M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, A.A. Reznev // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of On Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744302.

20. Yedidia, J.S. Understanding Belief Propagation and Its Generalizations / J.S. Yedidia, W.T. Freeman, Y. Weiss // Exploring Artificial Intelligence in the New Millennium. – Morgan Kaufmann Publisher, 2003. – P. 239-269.

21. Wang, Z. A Tutorial on Extremely Large-Scale MIMO for 6G: Fundamentals, Signal Processing, and Applications / Z. Wang, J. Zhang, H. Du et al. // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2024. – Vol. 26, No. 3. – P. 1560-1605. – DOI: 10.1109/COMST.2023.3349276.

Вычислительно эффективные алгоритмы представления дискретных сигналов в базисе функций Хартли-Габора

В.П. Волчков, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), профессор кафедры общей теории телекоммуникаций, д.т.н.; volchkovvalery@mail.ru
В.Г. Санников, МТУСИ, доцент кафедры общей теории телекоммуникаций, к.т.н.; tes_mtuci@mail.ru

УДК 519.2. DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.006

Аннотация. *Разрабатываются быстрые алгоритмы разложения и восстановления дискретных сигналов в многооконном гармоническом базисе Хартли-Габора. Предлагаемый метод синтеза быстрых алгоритмов основан на разложении ортогональной матрицы преобразования Хартли-Габора в произведение слабо заполненных матриц. Показано, что такое матричное представление алгоритма и привлечение аппарата арифметики блочных матриц позволяют распараллелить вычислительный процесс на четыре независимых потока, в каждом из которых реализуется матричная факторизация. Это позволяет оперировать непосредственно с блоками отсчётов сигнала, упрощая программную реализацию алгоритмов и повышая их вычислительную эффективность при использовании объектно-ориентированных языков программирования. Приводится аналитическое описание всех матриц, входящих в алгоритмы прямого и обратного преобразований Хартли-Габора. Анализируется структурная схема быстрого прямого алгоритма, оценивается его вычислительная сложность. Указываются возможные области практического применения полученных алгоритмов в различных приложениях.*

Ключевые слова: *сигнальный базис Хартли-Габора, дискретное преобразование Хартли-Габора, эффективная вычислительная реализация, матричная факторизация, произведение разреженных матриц, хорошая частотно-временная локализация, полифазное разложение, банк цифровых фильтров.*

Для цитирования: *Волчков, В.П. Вычислительно эффективные алгоритмы представления дискретных сигналов в базисе функций Хартли-Габора / В.П. Волчков, В.Г. Санников // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 52-62.*

ВВЕДЕНИЕ

Во многих практических приложениях, связанных с анализом и цифровой обработкой сигналов, получаемых с выхода различных устройств регистрации (например, в системах связи, радиолокации и телеметрии), предполагается, что указанные операции должны выполняться или в реальном времени, или в рамках небольшого временного интервала, отведённого на обработку [1–5]. Кроме того, часто наблюдаемые процессы являются нестационарными, а решаемые проблемы связаны с анализом их спектра, оптимальным обнаружением и выделением полезного сигнала на фоне возможных помех, оптимальным различением нескольких сигналов и измерением их частотно-временных параметров и пр. [6–22]. Например, такие задачи часто возникают при цифровой обработке сигналов в инфотелекоммуникационных и медико-диагностических системах. Для их успешного решения необходимо использовать быстрые алгоритмы обработки и инструментарий, обладающий хорошим частотно-временным разрешением [23–31].

Чтобы удовлетворить этим противоречивым требованиям, в настоящей работе предлагается использовать инструментарий, предложенный ранее в работе [31] и основанный на представлении дискретных сигналов в вещественном ортогональном базисе Хартли-Габора. Его важное преимущество перед известными гармоническими сигнальными базисами (Фурье, Хартли и др.) состоит в том, что функции такого базиса обладают хорошей частотно-временной локализацией. Причём локализацию по времени и частоте можно гибко подстраивать к требованиям конкретной решаемой задачи, меняя лишь числовые параметры базиса. Отметим, что классический комплексный дискретный базис Фурье такими полезными свойствами не обладает. Кроме того, свойство вещественности базиса Хартли-Габора позволяет отказаться от арифметики комплексных чисел, что в случае обработки вещественных сигналов позволяет строить более эффективные вычислительные алгоритмы [32–34].

Однако теоретический синтез быстрых алгоритмов разложения и восстановления в базисе Хартли-Габора [31] оказывается более сложным из-за специфической габоровской структуры [35, 24, 36] входящих в него функций. А именно, каждая из базисных функций представляет собой произведение сдвинутого по времени весового окна и гармоники Хартли с манипулированной фазой. Поэтому задача синтеза быстрых версий прямого и обратного преобразований Хартли-Габора оказывается актуальной и требует нестандартных подходов к решению.

В настоящей статье для преодоления этих трудностей предлагается новый подход к синтезу вычис-

лительно эффективных алгоритмов преобразования Хартли-Габора на основе комбинирования различных приёмов алгебраического разбиения матрицы базиса Хартли-Габора на более простые матричные фрагменты, которые допускают их последующую факторизацию в виде произведения разреженных матриц.

Для этого выполняется специальное полифазное разложение [5, 9] базисных функций Хартли-Габора (HG), согласованное по структуре с основными параметрами HG-базиса – числом базовых временных сдвигов L весового окна и числом частотных сдвигов M гармоник Хартли. Чтобы при этом корректно учесть и упростить процедуру фазовой манипуляции гармоник Хартли, все полифазные временные и частотные сдвиги разбиваются по признаку чётности и нечётности на четыре комбинации. Для согласования полифазно преобразованной базисной системы с входным сигналом аналогичные действия выполняются и над отсчётами сигнала.

В результате этих преобразований ортогональная матрица HG-базиса становится блочной, а процедура вычисления HG-спектра условно разбивается на четыре независимых канала, в каждом из которых над фрагментами сигнала выполняются очень похожие по структуре векторно-матричные операции – перестановки элементов, циклические свёртки и преобразования Хартли. Соответствующие этим операциям матрицы являются или сильно разреженными (матрицы перестановок), или допускают известную факторизацию в виде произведения разреженных матриц (циркулянтные матрицы и матрицы Хартли). Подробное описание этих матриц к каждом из каналов приводится ниже.

Предложенный в работе алгебраический матричный подход к описанию быстрого дискретного преобразования Хартли-Габора имеет рад важных преимуществ перед классическим подходом, использующим только скалярное описание всех процедур, входящих в это преобразование.

Во-первых, быстрый матричный алгоритм позволяет более наглядно представить все основные операции, выполняемые над дискретным сигналом. По сути, сразу прорисовывается структурная схема алгоритма, позволяющая оценить взаимосвязь его отдельных блоков.

Во-вторых, весь алгоритм обработки входного сигнала можно представить, как линейную алгебраическую процедуру умножения сигнального вектора на произведение разреженных матриц или матриц допускающих разреженную факторизацию. Это значит, что если синтезирована матричная структура быстрого алгоритма для прямого преобразования Хартли-Габора, то соответствующий матричный алгоритм быстрого обратного преобразования получается из уже найденного на основе известных правил транспонирования произведения блочных разреженных матриц [37–39].

В-третьих, полученная векторно-матричная структура алгоритма позволяет значительно упростить последующую программную реализацию процедур разложения и восстановления сигналов в базисе Хартли-Габора, используя объектно-ориентированные языки программирования, например, Python, C++ и др.

Кроме того, в некоторых системах инженерных и научных расчётов (например, в программных библиотеках систем MATLAB и Python) реализован класс операций для работы с разреженными матрицами, что позволяет непосредственно использовать полученные в работе результаты.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ И ЕЕ РЕШЕНИЕ

Рассмотрим ортонормированную систему базисных функций Хартли-Габора [31], которая после несложных тригонометрических преобразований приводится к каноническому виду

$$G = \left\{ g_{l_-,m}[n_-] \right\}, \quad l_- \in J_{L_-},\ m \in J_M,\ n_- \in J_{N_-} \qquad (1)$$

$$g_{l_-,m}[n_-] = \frac{\gamma_{k,l_-}}{\sqrt{2}} g_{co}\left[n - l_- \frac{M}{2} \right] \mathrm{cas}\left[\frac{2\pi}{M}\left(n - \frac{M}{4} \right) m \beta_{k,l_-} \right], \qquad (2)$$

$$\gamma_{k,l_-} = (-1)^{k_{[2]} l_{-[2]} + l_{-[2]}}, \quad \beta_{k,l_-} = (-1)^{k_{[2]} + l_{-[2]}}, \qquad (3)$$

$$n = \lfloor n_- / 2 \rfloor \in J_N,\ n_- = k + p_- M \in J_{N_-},\ k \in J_M,$$

$$p_- \in J_{L_-},$$

где $g_{l_-,m}[n_-]$ – дискретная базисная функция Хартли-Габора от аргумента $n_- \in J_{N_-}$, действующая на конечном целочисленном интервале J_{N_-}; $l_- \in J_{L_-}$, $m \in J_M$ – её параметры сдвига по времени и частоте, соответственно; $k = (n_-)_{[M]} \in J_M$, $p_- = \lfloor n_- / M \rfloor \in J_{L_-}$; $J_q = \{0,1,...,q-1\}$, $\forall q \in \mathbb{Z}^+$; $\gamma_{k,l_-}, \beta_{k,l_-} \in \{+1,-1\}$ – параметры фазовой манипуляции; $\mathrm{cas}[\cdot] = \cos[\cdot] + \sin[\cdot]$ – функция Хартли; $(\cdot)_{[q]} = (\cdot) \pmod q$ – оператор получения модуля целого числа по основанию q; $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор получения целой части числа; M и L – число базовых частотных и временных сдвигов, соответственно; $g_{co} = g_{co}[(\cdot)_{[N]}]$ – чётное весовое формирующее окно HG-базиса; $N = ML$ – длина весового окна; $N_- = 2N$, $L_- = 2L$.

Систему (1) удобно представить в матричном виде, записывая все базисные функции (2) по столбцам матрицы

$$\mathbf{G} = \left(G_0(n_-, m + l_- M) = g_{l_-,m}[n_-] \right), \quad l_- \in J_{L_-},\ m \in J_M,\ n_- \in J_{N_-}, \qquad (4)$$

матрица **G** – ортонормированная и имеет размерность $(N_{_} \times N_{_})$.

Выполним полифазное разложение [5] весовой функции $g_{co}[n]$, $n \in J_N$ по двухмерной разреженной сетке $(k_o, p_{_}) \in J_{M/2} \times J_{L_{_}}$, $k_o = (n_{_})_{[M/2]}$, $p_{_} = \lfloor n_{_} / M \rfloor$, согласованной с параметрами M, L HG-базиса:

$$g_{co}[n] = g_{co}\left[\left\lfloor \frac{n_{_}}{2} \right\rfloor\right] = g_{co}\left[\left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor + \frac{p_{_}M}{2}\right] = \\ = g_{co}\left[-k_o - p_{_}\frac{M}{2}\right], \tag{5}$$

где мы учли свойство чётности g_{co}. Сдвиги по времени $l_{_}, p_{_} \in J_{L_{_}}$, $k \in J_M$, входящие в (2), разобьём по признаку чётности и нечётности:

$$p_{_} = \begin{cases} 2p, \\ 2p+1, \end{cases} \quad l_{_} = \begin{cases} 2l, \\ 2l+1, \end{cases} \quad k = \begin{cases} 2k_o, \\ 2k_o+1, \end{cases} \\ p,\ l \in J_L,\ k_o \in J_{M/2}, \tag{6}$$

и будем далее среди них рассматривать возможные взаимные комбинации. Тогда с учётом (5) и (6) все элементы

$$h_{k_o}[l_{_}, p_{_}] = \frac{1}{\sqrt{2}} g_{co}\left[n - l_{_}\frac{M}{2}\right] = \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} g_{co}\left[(l_{_} - p_{_})_{[L_{_}]}\frac{M}{2} - k_o\right] \tag{7}$$

базисных функций (2), связанные только с весовой формирующей функцией g_{co}, можно объединить в две матрицы $\mathbf{H}_1$ и $\mathbf{H}_2$ размерности $(N \times N/2)$, поэлементное описание которых описывается формулами

$$\mathbf{H}_1 = \begin{cases} H_1(l + k_o L, p + k_o L) = h_{k_o}[2l, 2p]; \\ H_1(l + k_o L + N/2, p + k_o L) = h_{k_o}[2l+1, 2p], \end{cases} \tag{8}$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{cases} H_1(l + k_o L, p + k_o L) = h_{k_o}[2l, 2p+1]; \\ H_1(l + k_o L + N/2, p + k_o L) = h_{k_o}[2l, 2p], \end{cases} \tag{9}$$

где $h_{k_o}[l_{_}, p_{_}]$ можно рассматривать как полифазную импульсную характеристику формирующего фильтра на двухмерной временной сетке $(l_{_}, p_{_}) \in J_{L_{_}} \times J_{L_{_}}$. Для упрощения записи здесь и далее нумерация строк и столбцов в матрицах начинается с нуля, а не с единицы. Из выражений (7)–(9) нетрудно убедиться, что $\mathbf{H}_1$ и $\mathbf{H}_2$ являются разреженными блочно-циркулянтными матрицами. Причём входящие в них циркулянтные матричные блоки имеют размерность $(L \times L)$, а вследствие периодических сдвигов $k_o L$ по горизонтали и вертикали эти блоки не пересекаются. Общее число ненулевых циркулянтных блоков в каждой из матриц (8) и (9) равно M, а остальные позиции занимают нули.

Аналогичное полифазное разложение и разбиение по признаку чётности и нечётности выполним над гармоническими элементами

$$u_{k,l_{_}}[m,n] = \gamma_{k,l_{_}} \operatorname{cas}\left[\frac{2\pi}{M}\left(n - \frac{M}{4}\right)m\beta_{k,l_{_}}\right], \\ n = \left\lfloor \frac{n_{_}}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{k + p_{_}M}{2} \right\rfloor, \tag{10}$$

которые в виде сомножителей входят в базисные функции (2). Тогда после полифазного разложения выражение (10) принимает вид

$$u_{k,l_{_}}[m,n] = \gamma_{k,l_{_}} \operatorname{cas}\left[\frac{2\pi m}{M}\left(\left\lfloor \frac{k + p_{_}M}{2} \right\rfloor - \frac{M}{4}\right)\beta_{k,l_{_}}\right] = \\ = \gamma_{k,l_{_}} \operatorname{cas}\left[\frac{2\pi m}{M}\left(k_o \mp \frac{M}{4}\right)\beta_{k,l_{_}}\right] = u_{k,l_{_}}[m, k_o], \tag{11}$$

где верхний знак возникает при $p_{_} = 2p$, а нижний знак – при $p_{_} = 2p+1$.

Для упрощения правой части (11) обозначим

$$x_{m,k_o} = \frac{2\pi m k_o}{M}, \quad \alpha_{k,l_{_}} = \left(k_{[2]} + l_{_[2]}\right)_{[2]}, \\ \theta_{k,l_{_}} = \frac{\pi}{2}\alpha_{k,l_{_}}, \quad \nu_{k,l_{_}} = \frac{\pi}{2}\beta_{k,l_{_}}, \tag{12}$$

и воспользуемся легко проверяемыми тождествами

$$\operatorname{cas}(x) = \sqrt{2}\cos(x - \pi/4), \quad \widetilde{\operatorname{cas}}(x) = -\sqrt{2}\sin(x - \pi/4),$$

$$\operatorname{cas}(x_{k_o,m}\beta_{k,l_{_}}) = \operatorname{cas}(x_{k_o,m} + \alpha_{k,l_{_}}\pi/2),$$

$$\widetilde{\operatorname{cas}}(x_{k_o,m}\beta_{k,l_{_}}) = \widetilde{\operatorname{cas}}(x_{k_o,m} - \alpha_{k,l_{_}}\pi/2),$$

где $\widetilde{\operatorname{cas}}(x) = \operatorname{cas}(-x)$ – зеркально сопряжённая функция Хартли [32]. Тогда после несложных тригонометрических преобразований получим

$$u_{k,l_{_}}[m,k_o] = \gamma_{k,l_{_}} \operatorname{cas}(x_{m,k}\beta_{k,l_{_}} \mp m\nu_{k,l_{_}}) = \\ = \gamma_{k,l_{_}}[\operatorname{cas}(x_{m,k_o})\cos(\theta_{k,l_{_}} \pm m\nu_{k,l_{_}}) + \\ + \widetilde{\operatorname{cas}}(x_{m,k_o})\sin(\theta_{k,l_{_}} \mp m\nu_{k,l_{_}})]. \tag{13}$$

Если обозначить

$$m^{+}_{k,l_{_}} = \alpha_{k,l_{_}} + m\beta_{k,l_{_}}, \quad m^{-}_{k,l_{_}} = \alpha_{k,l_{_}} - m\beta_{k,l_{_}}, \tag{14}$$

то, принимая во внимание (12), нетрудно убедиться, что

$$w^{(c\pm)}_{k,l_{_}}(m) = \cos(\theta_{k,l_{_}} \pm m\nu_{k,l_{_}}) = \cos\left(\frac{\pi}{2}m^{\pm}_{k,l_{_}}\right); \\ w^{(s\mp)}_{k,l_{_}}(m) = \sin(\theta_{k,l_{_}} \mp m\nu_{k,l_{_}}) = \sin\left(\frac{\pi}{2}m^{\mp}_{k,l_{_}}\right), \tag{15}$$

где, как и раньше, верхний знак соответствует чётным значениям $p_{_} = 2p$, а нижний – нечётным $p_{_} = 2p+1$; аббревиатура c и s в верхних индексах отражает квадратурную сопряжённость функций cos и sin. Подставив (15) в (13), получим

$$u_{k,l_-}[m,k_o]=\gamma_{k,l_-}[\mathrm{cas}(x_{m,k_o})\,w_{k,l_-}^{(c\pm)}(m)+\widetilde{\mathrm{cas}}(x_{m,k_o})\,w_{k,l_-}^{(s\mp)}(m)]. \tag{16}$$

Лемма. Для любого целого числа $r\in\mathbb{Z}=\{0,\pm1,\pm2,\ldots\}$ справедливы следующие равенства

$$\cos\left(r\frac{\pi}{2}\right)=|r+1|_{[2]}(-1)^{\lfloor r/2\rfloor};\ \ \sin\left(r\frac{\pi}{2}\right)=r_{[2]}(-1)^{\lfloor r/2\rfloor}.$$

Доказательство. Справедливость леммы проверяется непосредственно по индукции.

Поскольку $m_{k,l_-}^{+},m_{k,l_-}^{-}\in\mathbb{Z}$, то из леммы и формул (15) следует

$$\begin{aligned}w_{k,l_-}^{(c\pm)}(m)&=\left|m_{k,l_-}^{\pm}+1\right|_{[2]}(-1)^{\left\lfloor m_{k,l_-}^{\pm}/2\right\rfloor},\\ w_{k,l_-}^{(s\mp)}(m)&=(m_{k,l_-}^{\mp})_{[2]}(-1)^{\left\lfloor m_{k,l_-}^{\mp}/2\right\rfloor}.\end{aligned} \tag{17}$$

Выражения (14)–(17) заметно упрощаются, если их конкретизировать для разных комбинаций чётности и нечётности полифазных сдвигов p_- и k. В частности, параметры γ_{k,l_-}, β_{k,l_-} и α_{k,l_-}, входящие в формулы (3) и (12) для чётных и нечётных значений k, принимают вид

$$\begin{aligned}&\gamma_{2k_o,l_-}=(-1)^{l_{-[2]}},\ \beta_{2k_o,l_-}=(-1)^{l_{-[2]}},\\ &\gamma_{2k_o+1,l_-}=(-1)^{2l_{-[2]}}=1,\ \beta_{2k_o+1,l_-}=(-1)^{1+l_{-[2]}},\\ &\alpha_{2k_o,l_-}=l_{-[2]},\ \alpha_{2k_o+1,l_-}=1+l_{-[2]},\end{aligned} \tag{18}$$

а после подстановки (18) в формулы (14), которые в своей записи учитывают чётность или нечётность p_-, получим

$$\begin{aligned}m_{2k_o,l_-}^{\pm}&=l_{-[2]}\pm m(-1)^{l_{-[2]}},\\ m_{2k_o,l_-}^{\mp}&=l_{-[2]}\mp m(-1)^{l_{-[2]}},\\ m_{2k_o+1,l_-}^{\pm}&=1+l_{-[2]}\pm m(-1)^{1+l_{-[2]}},\\ m_{2k_o+1,l_-}^{\mp}&=1+l_{-[2]}\mp m(-1)^{1+l_{-[2]}}.\end{aligned} \tag{19}$$

Рассмотрим произведения весовых коэффициентов

$$\begin{aligned}&\mu_{k,l_-}(m)=\gamma_{k,l_-}w_{k,l_-}^{(c\pm)}(m),\ \ \nu_{k,l_-}(m)=\gamma_{k,l_-}w_{k,l_-}^{(s\mp)}(m),\\ &\mu_{k,l_-}(m),\nu_{k,l_-}(m)\in\{+1,-1\},\end{aligned} \tag{20}$$

которые входят в выражение (16) и описывают манипуляционные параметры HG-базиса.

Для упрощения обозначений из всех взаимных комбинаций чётности/нечётности полифазных сдвигов p_- и k рассмотрим четыре варианта.

Вариант 1. $p_-=2p\in J_{L_-}$, $k=2k_o\in J_M$.

Вариант 2. $p_-=2p+1\in J_{L_-}$, $k=2k_o\in J_M$.

Вариант 3. $p_-=2p\in J_{L_-}$, $k=2k_o+1\in J_M$.

Вариант 4. $p_-=2p+1\in J_{L_-}$, $k=2k_o+1\in J_M$.

Тогда с учётом формул (17) и (19) манипуляционные параметры (20) принимают следующий вид

$$\begin{aligned}&\mu_{k,l_-}^{(1)}(m)=\gamma_{2k_o,l_-}w_{2k_o,l_-}^{(c+)}(m);\ \nu_{l_-,m}^{(1)}(m)=\gamma_{2k_o,l_-}w_{2k_o,l_-}^{(s-)}(m);\\ &\mu_{k,l_-}^{(2)}(m)=\gamma_{2k_o,l_-}w_{2k_o,l_-}^{(c-)}(m);\ \nu_{l_-,m}^{(2)}(m)=\gamma_{2k_o,l_-}w_{2k_o,l_-}^{(s+)}(m);\\ &\mu_{k,l_-}^{(3)}(m)=w_{2k_o+1,l_-}^{(c+)}(m);\ \nu_{l_-,m}^{(3)}(m)=w_{2k_o+1,l_-}^{(s-)}(m);\\ &\mu_{k,l_-}^{(4)}(m)=w_{2k_o+1,l_-}^{(c-)}(m);\ \nu_{l_-,m}^{(4)}(m)=w_{2k_o+1,l_-}^{(s+)}(m),\end{aligned} \tag{21}$$

где верхние индексы $i\in\{1,\ldots,4\}$ у параметров $\mu_{k,l_-}^{(i)}(m)$ и $\nu_{k,l_-}^{(i)}(m)$ определяют номер соответствующего варианта. Подставляя (21) в (16), получим аналогичное разбиение по вариантам для гармонических составляющих (11):

$$\begin{aligned}&u_{k,l_-}^{(i)}[m,k_o]=\mathrm{cas}(x_{m,k_o})\mu_{k,l_-}^{(i)}(m)+\widetilde{\mathrm{cas}}(x_{m,k_o})\nu_{k,l_-}^{(i)}(m),\\ &i=1,\ldots,4,\ \ l_-\in J_{L_-},\ \ k_o\in J_{M/2},\ \ k,m\in J_M.\end{aligned} \tag{22}$$

Все гармоники (22) HG-базиса могут быть объединены в блочно-диагональную матрицу $\mathbf{U}_i$ размерности $(N_-\times N)$, описываемую выражениями

$$\begin{aligned}\mathbf{U}_i&=\begin{pmatrix}\mathbf{U}_0^{(i)}&0&0\\0&\ddots&0\\0&0&\mathbf{U}_{L_--1}^{(i)}\end{pmatrix},\\ \mathbf{U}_{l_-}^{(i)}&=\left(u_{k,l_-}^{(i)}[m,k_o]\right)\in\mathbb{R}^M\times\mathbb{R}^{M/2},\\ &i=1,\ \ldots,\ 4,\ \ m\in J_M,\ k_o\in J_{M/2},\ l_-\in J_{L_-};\\ \mathbf{U}_{l_-}^{(i)}&=\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)}\mathbf{C}+\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}\widetilde{\mathbf{C}}=(\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)},\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)})(\mathbf{C};\widetilde{\mathbf{C}}),\\ \mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)}&=\mathrm{diag}\left(\mu_{l_-}^{(i)}(0),\ldots,\mu_{l_-}^{(i)}(M-1)\right),\\ \mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}&=\mathrm{diag}\left(\nu_{l_-}^{(i)}(0),\ldots,\nu_{l_-}^{(i)}(M-1)\right)\in\mathbb{R}^M\times\mathbb{R}^M,\\ \mathbf{C}&=\left(c_{m,k_o}\right)=\left(\mathrm{cas}\left[2\pi k_o m/M\right]\right),\\ \widetilde{\mathbf{C}}&=\left(\tilde{c}_{m,k_o}\right)=\left(\widetilde{\mathrm{cas}}\left[2\pi k_o m/M\right]\right)\in\mathbb{R}^M\times\mathbb{R}^{M/2},\end{aligned} \tag{23, 24}$$

в которой по диагонали стоят прямоугольные матрицы $\mathbf{U}_{l_-}^{(i)}$, $l_-\in J_{L_-}$, размерности $(M\times M/2)$ с общим элементом $u_{k,l_-}^{(i)}[m,k_o]$. Причём каждая матрица $\mathbf{U}_{l_-}^{(i)}$ представляется в виде произведения

$$\begin{aligned}\mathbf{U}_{l_-}^{(i)}&=\mathbf{D}_{ol_-}^{(i)}\mathbf{C}_o,\\ \mathbf{D}_{ol_-}^{(i)}&=(\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)},\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}),\ \mathbf{C}_o=(\mathbf{C};\widetilde{\mathbf{C}})\end{aligned} \tag{25}$$

блочной матрицы $\mathbf{D}_{ol_-}^{(i)}$, состоящей из двух диагональных матриц $\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)}$ и $\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}$ и блочной матрицы $(\mathbf{C};\widetilde{\mathbf{C}})$, состоящей из редуцированных матриц базиса Хартли $\mathbf{C}$ и $\widetilde{\mathbf{C}}$ с вдвое уменьшенным числом столбцов. Символы «,» и «;» обозначают процедуру блочного выстраивания по горизонтали и вертикали соответственно.

Утверждение. Объединим элементы двух скалярных полифазных представлений (7) и (11) базисных функций в одну матрицу размерности $(N_{_} \times N_{_})$:

$$\mathbf{G}_0 = \left(G(k + p_{_}M, m + l_{_}M) = h_{k_o}[l_{_}, p_{_}]u_{k,l_{_}}\left[m, k_o\right] \right), \quad l_{_}, p_{_} \in J_{L_{_}}, \;\; k, m \in J_M, \tag{26}$$

тогда матрицы (4) и (26) совпадают, т.е. $\mathbf{G}_0 \equiv \mathbf{G}$.

Для доказательства достаточно в элементах матрицы (26) сделать замену переменных $k + p_{_}M = n_{_}$, $m + l_{_}M = n'_{_}$ и выполнить несложные преобразования.

Используя (8), (9) и (23), определим матрицу $\mathbf{Q}$ размерности $(N_{_} \times N_{_})$

$$\mathbf{Q} = \left(\mathbf{U}_1\mathbf{P}_2\mathbf{H}_1, \mathbf{U}_2\mathbf{P}_2\mathbf{H}_2, \mathbf{U}_3\mathbf{P}_2\mathbf{H}_1, \mathbf{U}_4\mathbf{P}_2\mathbf{H}_2\right)\mathbf{P}_1, \tag{27}$$

состоящую из произведений разреженных блочных матриц $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_2$ и $\mathbf{U}_i$ и разреженных матриц перестановок $\mathbf{P}_1$ и $\mathbf{P}_2$, описываемых выражениями

$$\mathbf{P}_2 = \left(\mathrm{P}_2(n, n')\right), \;\; n, n' \in J_N, \tag{28}$$

$$\mathrm{P}_2(n, n') = \begin{cases} \delta\left(n - \left\lfloor 2n' / L_{_} \right\rfloor - (2n')_{[L_{_}]} M / 2\right) \\ \text{при } n' < N/2; \\ \delta\left(n - \left\lfloor (2n'+1) / L_{_} \right\rfloor - ((2n'+1)_{[L_{_}]} - 1) M / 2\right) \\ \text{при } n' \geq N/2, \end{cases}$$

$$\mathbf{P}_1 = \left(\mathrm{P}_1(n_{_}, n'_{_})\right), \; n_{_}, n'_{_} \in J_{N_{_}}, \tag{29}$$

$$\mathrm{P}_1(n_{_}, n'_{_}) = \left(\delta\left(b(n_{_}) - n'_{_}\right)\right), \;\; n, n'_{_} \in J_{N_{_}},$$
$$\mathbf{b} = (b(n_{_})) = (\mathbf{a}_1, \ldots, \mathbf{a}_4),$$
$$\mathbf{a}_0 = (0, \ldots, N_{_} - 1),$$
$$\mathbf{a}_i = \left(a_i(l), l \in J_{N/2}\right), \; i = 1, \ldots, 4,$$
$$a_1(k_o + pM/2) = a_0(2k_o + 2pM),$$
$$a_2(k_o + pM/2) = a_0(2k_o + (2p+1)M),$$
$$a_3(k_o + pM/2) = a_0(2k_o + 1 + 2pM),$$
$$a_4(k_o + pM/2) = a_0(2k_o + 1 + (2p+1)M),$$
$$p \in J_L, \; k_o \in J_{M/2},$$

где $\delta(\cdot)$ функция Кронекера, а все элементы $b(n_{_})$ и $a_i(l)$ векторов $\mathbf{b}$ и $\mathbf{a}_i$, очевидно, являются целочисленными из интервала $J_{N_{_}} = \{0, \ldots, N_{_} - 1\}$.

Теорема. Матрицы $\mathbf{G}_0$ и $\mathbf{Q}$, построенные на основе скалярных и матричных представлений (26) и (27) базисных функций Хартли-Габора, совпадают, т.е. $\mathbf{G}_0 \equiv \mathbf{Q}$.

Справедливость теоремы устанавливается непосредственно путём последовательного выполнения всех алгебраических операций матричного умножения, входящих в (27), с использованием явных выражений для матриц $\mathbf{U}_l^{(i)}$, $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_2$, $\mathbf{P}_1$ и $\mathbf{P}_2$ и фильтрующих свойств функций Кронекера, которые входят в описание элементов матриц перестановок (28)–(29).

Поскольку исходная система функций Хартли-Габора (1) является ортонормированной, то матрицы $\mathbf{G}$, $\mathbf{G}_0$ и $\mathbf{Q}$ также ортонормированы, а соответствующие им обратные матрицы могут быть получены обычным транспонированием.

Отметим, что согласно (27) матрица $\mathbf{Q}$ представляет собой произведение составной блочной матрицы $\left(\mathbf{U}_1\mathbf{P}_2\mathbf{H}_1, \mathbf{U}_2\mathbf{P}_2\mathbf{H}_2, \mathbf{U}_3\mathbf{P}_2\mathbf{H}_1, \mathbf{U}_4\mathbf{P}_2\mathbf{H}_2\right)$ на матрицу перестановки $\mathbf{P}_1$. Причём все блоки $\mathbf{U}_i\mathbf{P}_2\mathbf{H}_j$ также состоят из произведений разреженных блочных матриц $\mathbf{U}_i$ и $\mathbf{H}_j$ на матрицу перестановок $\mathbf{P}_2$. Это существенно упрощает процедуру транспонирования матрицы $\mathbf{Q}$, сводя её к транспонированию всех матриц $\mathbf{U}_i$, $\mathbf{H}_j$ и $\mathbf{P}_k$, а затем выстраиванию их в аналогичное матричное произведение, но с обратным порядком следования матриц [37, 38]. В результате, для обратной матрицы $\mathbf{Q}^{-1} \equiv \mathbf{Q}^T$ получаем выражение

$$\mathbf{Q}^T = \mathbf{P}_1^T(\mathbf{H}_2^T\mathbf{P}_2^T\mathbf{U}_4^T; \mathbf{H}_1^T\mathbf{P}_2^T\mathbf{U}_3^T; \mathbf{H}_2^T\mathbf{P}_2^T\mathbf{U}_2^T; \mathbf{H}_1^T\mathbf{P}_2^T\mathbf{U}_1^T), \tag{30}$$

где символ «;» обозначает процедуру выстраивания матричных блоков $(\mathbf{H}_j^T\mathbf{P}_2^T\mathbf{U}_i^T)$ по вертикали. Так как операция транспонирования сохраняет свойство разреженности, то из (30) следует, что обратная матрица $\mathbf{Q}^{-1}$, как и матрица $\mathbf{Q}$, представляет собой произведение разреженных матриц.

Пусть теперь на вход устройства цифровой обработки поступает сигнальный вектор $\mathbf{s} = (s_0, s_1, \ldots, s_{N_{_}})^T$, $N_{_} = L_{_}M = 2LM$. Тогда процедура разложения сигнала в спектр Хартли-Габора $\mathbf{s}_* = (s_{*0}, s_{*1}, \ldots, s_{*N_{_}})^T$ и обратная процедура восстановления сигнала по его спектру описываются выражениями

$$\mathbf{s}_* = \mathbf{Q}\mathbf{s}, \tag{31}$$

$$\mathbf{s} = \mathbf{Q}^T\mathbf{s}_*. \tag{32}$$

Отметим, что векторно-матричные алгоритмы (31) и (32) прямого и обратного преобразования Хартли-Габора допускают быструю вычислительную реализацию, так как матрицы (27) и (30) представляются в виде произведений:

- сильно разреженных матриц (диагональных матриц $\mathbf{D}_{\mu,l_{_}}^{(i)}$ и $\mathbf{D}_{\nu,l_{_}}^{(i)}$ и матриц перестановок $\mathbf{P}_1$ и $\mathbf{P}_2$);
- разреженных блочных циркулянтных матриц $\mathbf{H}_1$ и $\mathbf{H}_2$, каждую из которых можно превратить в сильно разреженную, перейдя в спектральную область [23, 32];
- матриц преобразований Хартли $\mathbf{C}$ и $\widetilde{\mathbf{C}}$, для которых известны быстрые рекурсивные алгоритмы типа «бабочки» с прореживанием по времени или частоте [5, 34] и в которых каждый шаг рекурсии эквивалентно описывается сильно разреженной матрицей.

С другой стороны, пара быстрых преобразований (31) и (32) с матричными факторизациями (27) и (30) на векторно-матричном языке описывают банк цифровых фильтров анализа и синтеза, в котором за счёт полифазного разложения сигнала и базисных функций Хартли-Габора реализуется алгоритм многоскоростной фильтровой обработки. Основные операции в этом случае выполняются на прореженной сетке отсчётов, согласованной с полифазным разложением, а на выходе результаты расчётов объединяются с возвращением на исходную сетку представления дискретного сигнала.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА БЫСТРОГО АЛГОРИТМА ХАРТЛИ-ГАБОРА

Используя описанный выше алгебраический подход к описанию быстрых алгоритмов HG-преобразований, рассмотрим поэтапно основные операции, выполняемые над сигналом $\mathbf{s}$, и оценим их вычислительную сложность на примере быстрого прямого алгоритма Хартли-Габора (31) (анализ для быстрого обратного алгоритма (32) проводится аналогично).

Из структуры разреженной матрицы $\mathbf{Q}$, описываемой выражением (27), видно, что в неё входят дважды повторяющиеся матрицы $\mathbf{H}_1$ и $\mathbf{H}_2$, каждая из которых включает M ненулевых циркулянтных матричных блоков размерности $(L \times L)$. Поэтому, если каждую матрицу $\mathbf{H}_j$ в формуле (27) ассоциировать с каналом фильтровой обработки, то работа быстрого алгоритма (31) сводится к параллельной четырехканальной обработке сигнала

$$\begin{aligned}&\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{P}_1\mathbf{s} = (\tilde{\mathbf{s}}_1;\tilde{\mathbf{s}}_2;\tilde{\mathbf{s}}_3;\tilde{\mathbf{s}}_4),\\ &\tilde{\mathbf{s}}_i = \left(\tilde{s}_i(l), l \in J_{N/2}\right) \in \mathbb{R}^{N/2},\\ &\tilde{s}_i(l) = \tilde{s}(l + (i-1)N/2),\ i = 1,\ \ldots,\ 4,\end{aligned} \tag{33}$$

полифазными фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ) L-го порядка, общее число которых равно $4M$. В каждом i-ом канале M фильтров встроены в блочно-циркулянтную матрицу $\mathbf{H}_j$ размерности $(N \times N/2)$, а результаты обработки сигнала $\tilde{\mathbf{s}}$ этими КИХ фильтрами описываются формулами

$$\hat{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{H}_1\tilde{\mathbf{s}}_1,\ \hat{\mathbf{s}}_2 = \mathbf{H}_2\tilde{\mathbf{s}}_2,\ \hat{\mathbf{s}}_3 = \mathbf{H}_1\tilde{\mathbf{s}}_3,\ \hat{\mathbf{s}}_4 = \mathbf{H}_2\tilde{\mathbf{s}}_4. \tag{34}$$

В формулах (33) и (34) $\tilde{\mathbf{s}}$ – сигнальный вектор, полученный путём $\mathbf{P}_1$-перестановки отсчётов исходного сигнала $\mathbf{s}$; $\tilde{\mathbf{s}}_i$, $i \in \{1,\ \ldots,\ 4\}$ – компоненты вектора $\tilde{\mathbf{s}}$ размерности $(N/2 \times 1)$, поступающие на вход i-го канала; $\hat{\mathbf{s}}_i$, $i \in \{1,\ \ldots,\ 4\}$ – сигнальные векторы размерности $(N \times 1)$, полученные после фильтровой обработки в M полифазных фильтрах в i-ом канале.

Отметим, что выражение (33), по сути, описывает алгоритм полифазного разбиения входного сигнала $\mathbf{s}$ на компоненты $\tilde{\mathbf{s}}_i$, причём эта процедура согласована по структуре с основными параметрами HG-базиса, что и отмечалось во введении.

Формулы (34) можно записать в более компактном виде

$$\begin{aligned}&\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{H}_{\rho(i)}\tilde{\mathbf{s}}_i,\ i = 1,\ \ldots,\ 4;\\ &\rho(i) = (i-1)_{[2]} + 1 \in \{1;2\}\end{aligned} \tag{35}$$

через целочисленную функцию $\rho(i)$.

Далее после $\mathbf{P}_2$-перестановки отсчётов вектора $\hat{\mathbf{s}}_i$ получаем новый N-вектор

$$\begin{aligned}&\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{P}_2\hat{\mathbf{s}}_i = (\hat{\mathbf{s}}_0^{(i)};\ldots;\hat{\mathbf{s}}_{L_- -1}^{(i)}) \in \mathbb{R}^N,\ i = 1,\ \ldots,\ 4;\\ &\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} = \left(\hat{s}_{l_-}^{(i)}(k_o), k_o \in J_{M/2}\right) \in \mathbb{R}^{M/2},\ l_- \in J_{L_-};\\ &\hat{s}_{l_-}^{(i)}(k_o) = \hat{s}_i(k_o + l_- M/2),\end{aligned} \tag{36}$$

компоненты которого $\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} \in \mathbb{R}^{M/2}$ затем подвергаются двум неполным быстрым преобразованиям Хартли (НБПХ) по формулам

$$\begin{aligned}&\mathbf{w}_{l_-}^{(i)} = \mathbf{C}_o\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} = (\mathbf{C};\widetilde{\mathbf{C}})\,\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} = (\mathbf{w}_{i,l_-}^{(1)};\mathbf{w}_{i,l_-}^{(2)}) \in \mathbb{R}^{2M},\\ &\mathbf{w}_{i,l_-}^{(1)} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} \in \mathbb{R}^M,\ \mathbf{w}_{i,l_-}^{(2)} = \widetilde{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} \in \mathbb{R}^M,\\ &l_- \in J_{L_-},\ i = 1,\ \ldots,\ 4.\end{aligned} \tag{37}$$

Преобразования (37) можно записать в более компактном векторном виде:

$$\begin{aligned}&\mathbf{w}_i = (\mathbf{w}_i^{(1)};\mathbf{w}_i^{(2)}) \in \mathbb{R}^{2N_-},\\ &\mathbf{w}_i^{(1)} = (\mathbf{I}_{L_-} \otimes \mathbf{C})\hat{\mathbf{s}}_i \in \mathbb{R}^{N_-},\\ &\mathbf{w}_i^{(2)} = (\mathbf{I}_{L_-} \otimes \widetilde{\mathbf{C}})\hat{\mathbf{s}}_i \in \mathbb{R}^{N_-},\end{aligned} \tag{38}$$

где $\otimes$ – операция прямого произведения матриц; $\mathbf{I}_{L_-}$ – единичная матрица размерности L_-; $\mathbf{C}$ и $\widetilde{\mathbf{C}}$ – матрицы Хартли размерности $(M \times M/2)$, составленные из базисных функций $\mathrm{cas}(\cdot)$ и $\widetilde{\mathrm{cas}}(\cdot)$. Отметим, что загрузка по входу у НБПХ оказывается в два раза меньше, чем у полного быстрого преобразования Хартли (БПХ), так как у матриц $\mathbf{C}$ и $\widetilde{\mathbf{C}}$ число столбцов в два раза меньше числа строк. Поэтому два неполных БПХ имеют такие же вычислительные затраты, что и одно полное M-точечное БПХ.

Далее, учитывая (25) и (37), над полученными векторами $\mathbf{w}_{l_-}^{(i)}$ выполняется блочно-диагональное преобразование

$$\begin{aligned}&\mathbf{s}_{*l_-}^{(i)} = \mathbf{D}_{ol_-}^{(i)}\mathbf{C}_o\hat{\mathbf{s}}_{l_-}^{(i)} = [\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)},\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}]\,\mathbf{w}_{l_-}^{(i)} =\\ &= \mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)}\mathbf{w}_{i,l_-}^{(1)} + \mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)}\mathbf{w}_{i,l_-}^{(2)} =\\ &= \boldsymbol{\mu}_{l_-}^{(i)} \circ \mathbf{w}_{i,l_-}^{(1)} + \boldsymbol{\nu}_{l_-}^{(i)} \circ \mathbf{w}_{i,l_-}^{(2)} \in \mathbb{R}^M,\end{aligned} \tag{39}$$

$$\begin{aligned}&\mathbf{D}_{\mu,l_-}^{(i)} = \mathrm{diag}\left(\mu_{l_-}^{(i)}(0),\ldots,\mu_{l_-}^{(i)}(M-1)\right),\\ &\mathbf{D}_{\nu,l_-}^{(i)} = \mathrm{diag}\left(\nu_{l_-}^{(i)}(0),\ldots,\nu_{l_-}^{(i)}(M-1)\right),\\ &\mu_{l_-}^{(i)}(m),\nu_{l_-}^{(i)}(m) \in \{\pm 1\},\ l_- \in J_{L_-},\ i = 1,\ldots,4,\end{aligned}$$

сводящиеся к поточенному умножению «∘» векторов $\mathbf{w}_{i,l_-}^{(1)}$ и $\mathbf{w}_{i,l_-}^{(2)}$ на векторы манипуляционных множителей

$$\boldsymbol{\mu}_{l_-}^{(i)} = [\mu_{l_-}^{(i)}(0),...,\mu_{l_-}^{(i)}(M-1)]^T,$$
$$\boldsymbol{\nu}_{l_-}^{(i)} = [\nu_{l_-}^{(i)}(0),...,\nu_{l_-}^{(i)}(M-1)]^T$$

и последующему их сложению. В результате получаются векторные компоненты $\mathbf{s}_{*l_-}^{(i)} = [s_{*l_-}^{(i)}(0),\ldots,s_{*l_-}^{(i)}(M-1)]^T$ искомого спектра $\mathbf{s}_* = (s_{*0},\ldots,s_{*N_- -1}) \in \mathbb{R}^{N_-}$ Хартли-Габора, отвечающие i-му каналу и l_--му полифазному сдвигу весового окна g_{co}.

Если теперь все векторы $\mathbf{s}_{*l_-}^{(i)}$, $\boldsymbol{\mu}_{l_-}^{(i)}$, $\boldsymbol{\nu}_{l_-}^{(i)}$, $l_- \in J_{L_-}$, относящиеся к i-му каналу, выстроить в столбцы

$$\begin{aligned}\mathbf{s}_*^{(i)} &= \left(\mathbf{s}_{*0}^{(i)};\ldots;\mathbf{s}_{*L_- -1}^{(i)}\right),\\ \boldsymbol{\mu}_i &= [\boldsymbol{\mu}_0^{(i)};\ldots;\boldsymbol{\mu}_{L_- -1}^{(i)}],\\ \boldsymbol{\nu}_i &= [\boldsymbol{\nu}_0^{(i)};\ldots;\boldsymbol{\nu}_{L_- -1}^{(i)}],\end{aligned} \qquad (40)$$

то с учётом структуры блочно-диагональной матрицы $\mathbf{U}_i$ (23) из выражений (33)–(40) следует

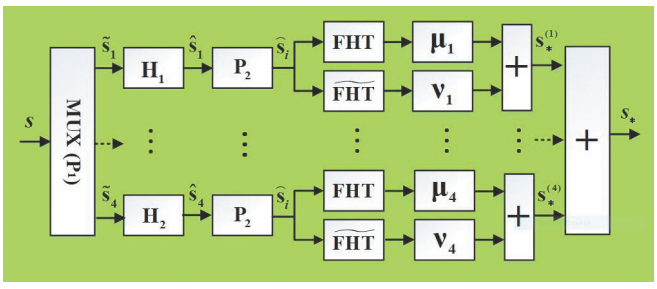
$$\begin{aligned}&\mathbf{s}_*^{(i)} = \mathbf{s}_*^{(i)} = \boldsymbol{\mu}_i \circ \mathbf{w}_i + \boldsymbol{\nu}_i \circ \mathbf{w}_i = \mathbf{U}_i\mathbf{P}_2\mathbf{H}_{\rho(i)}\tilde{\mathbf{s}}_i,\\ &\mathbf{s}_* = \mathbf{Q}\mathbf{s} = (\mathbf{U}_1\mathbf{P}_2\mathbf{H}_{\rho(1)},\ldots,\mathbf{U}_4\mathbf{P}_2\mathbf{H}_{\rho(4)})\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{s}_*^{(1)} + \ldots + \mathbf{s}_*^{(4)},\end{aligned} \qquad (41)$$

где $\mathbf{s}_*^{(i)}$ – частичный HG-спектр сигнала на выходе i-го канала, учитывающий его полифазное разбиение (33); $\mathbf{s}_*$ – искомый HG-спектр, описываемый выражением (31).

На рисунке представлена блок-схема вычислительного алгоритма быстрого прямого преобразования Хартли-Габора, построенная по формулам (33)–(41). Рассмотрим подробнее её работу.

Отсчёты дискретного входного сигнала $\mathbf{s} = (s_0, s_1, \ldots, s_{N_-})^T$ поступают на мультиплексор (MUX), который с помощью матрицы перестановки $\mathbf{P}_1$ разбивает их на четыре параллельных потока (канала) в соответствии с формулой (33). В результате на четырёх выходах мультиплексора формируются векторные компоненты $(\tilde{\mathbf{s}}_1; \tilde{\mathbf{s}}_2; \tilde{\mathbf{s}}_3; \tilde{\mathbf{s}}_4)$ сигнала, которые затем поступают на фильтровую обработку по формулам (34).

Структурная схема алгоритма быстрого преобразования Хартли-Габора



Отметим, что согласно (35) процедура фильтрации в каждом i-ом канале описывается *разреженной прямоугольной блочно-циркулянтной* матрицей $\mathbf{H}_{\rho(i)}$, $i \in \{1, \ldots, 4\}$, состоящей из M ненулевых циркулянтных матриц размерности $(L \times L)$, остальные элементы матрицы $\mathbf{H}_{\rho(i)}$ – нулевые. С учётом этой особенности линейная операция $\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{H}_{\rho(i)}\tilde{\mathbf{s}}_i$ сводится к тому, что M разных фрагментов вектора $\tilde{\mathbf{s}}_i$ параллельно поступают и обрабатываются КИХ фильтрами L-го порядка, а полученные результаты фильтрации объединяются в вектор $\hat{\mathbf{s}}_i$ размерности $N=ML$. При этом импульсные характеристики КИХ фильтров совпадают с образующими векторами циркулянтных матриц, входящих в блочную матрицу $\mathbf{H}_{\rho(i)}$, а число КИХ фильтров равно M.

Следовательно, количество операций умножения, затрачиваемое на фильтрацию в каждом канале по формуле (35), равно ML^2, а во всех четырёх каналах – $4ML^2$.

Далее, согласно схеме на рисунке, фильтрованные отсчёты сигнала $\hat{\mathbf{s}}_i \in \mathbb{R}^N$, $i \in \{1, \ldots, 4\}$, с выхода каждого канала поступают на блок перестановок $\mathbf{P}_2$, где по формуле (36) перегруппируются в новый вектор $\hat{\mathbf{s}}_i = (\hat{\mathbf{s}}_0^{(i)};\ldots;\hat{\mathbf{s}}_{L_- -1}^{(i)})$, который затем подаётся на блоки неполных спектральных преобразований Хартли **FHT** и $\widetilde{\mathbf{FHT}}$, работающих по формулам (38), а на их выходах формируются сигналы

$$\mathbf{w}_i^{(1)} = \mathbf{FHT}(\hat{\mathbf{s}}_i) = (\mathbf{I}_{L_-} \otimes \mathbf{C})\hat{\mathbf{s}}_i,$$
$$\mathbf{w}_i^{(2)} = \widetilde{\mathbf{FHT}}(\hat{\mathbf{s}}_i) = (\mathbf{I}_{L_-} \otimes \tilde{\mathbf{C}})\hat{\mathbf{s}}_i.$$

Как уже отмечалось выше, вычислительные затраты на выполнение двух НБПХ с матрицами $\mathbf{C}$ и $\tilde{\mathbf{C}}$ такие же, как и на выполнение одного полного M-точечного БПХ. При этом число выполняемых НБПХ согласно (38) равно $2L_- = 4L$. Поэтому с учётом известных формул для БПХ с прореживанием по времени [32, 34] общее количество арифметических операций умножения на выполнение преобразований **FHT** и $\widetilde{\mathbf{FHT}}$ равно $L_-[M(\log_2 M - 3) + 4]$.

Затем, согласно рисунку и в соответствии с формулами (39), полученные векторы $\mathbf{w}_i^{(1)}$ и $\mathbf{w}_i^{(2)}$ в каждом i-ом канале поточечно умножаются на векторы манипуляционных множителей $\boldsymbol{\mu}_i$ и $\boldsymbol{\nu}_i$, и складываются, формируя частичные HG-спектры $\mathbf{s}_*^{(i)} = \boldsymbol{\mu}_i \circ \mathbf{w}_i^{(1)} + \boldsymbol{\nu}_i \circ \mathbf{w}_i^{(1)} \in \mathbb{R}^{N_-}$. Причём поскольку векторы $\boldsymbol{\mu}_i$ и $\boldsymbol{\nu}_i$ состоят только из элементов $\mu_i(n_-), \nu_i(n_-) \in \{\pm 1\}$, то поточечное умножение оказывается тривиальным и не увеличивает число умножений.

Общий сумматор на выходе схемы складывает векторы частичных спектров от четырёх каналов и формирует полный спектр Хартли-Габора $\mathbf{s}_*$ в соответствии с формулами (41).

Из проведённого выше анализа основных операций, выполняемых быстрым алгоритмом, и их

вычислительных затрат общее количество арифметических операций умножения при его реализации оценивается выражением

$$\Sigma = c_1 4ML^2 + c_2 L_{-}[M(\log_2 M - 3) + 4],$$

где коэффициенты c_1 и c_2 учитывают особенности реализации умножений в конкретном процессоре. Соответственно, количество умножений, приходящихся на один отсчёт входного сигнала, равно

$$\eta \cong 2c_1 L + c_2(\log_2 M - 3).$$

Так как на практике значение L_{-} обычно невелико по сравнению со значением $M \gg 100$, то вычислительный алгоритм (31) оказывается быстрым. Если же для определённых задач требуется выбирать $L_{-} > M$ очень большим, то фильтровая обработка сигнала (34) в КИХ фильтрах переводится в спектральную область с помощью быстрого преобразования Фурье или БПХ по классической схеме, описанной в [23, 32]. В результате чего будет получен дополнительный вычислительный выигрыш.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе предложенного в работе подхода строится быстрый векторно-матричный алгоритм разложения и восстановления дискретного сигнала в базисе Хартли-Габора, который можно рассматривать как многоскоростной фильтровой банк анализа и синтеза.

Такой фильтровой HG-банк позволяет разложить сигнал на хорошо локализованные частотно-временные фрагменты, а значит применим для спектрального анализа реализаций нестационарных сигналов и изображений.

Показано, что матричная структура полученных быстрых алгоритмов описывается произведением разреженных матриц. Поэтапно анализируется быстрый алгоритм вычисления спектра сигнала в базисе Хартли-Габора и оценивается его вычислительная эффективность.

Предложенная четырёхканальная версия HG-банка фильтров позволяет распараллелить вычисления и получить за счёт этого дополнительный выигрыш в скорости обработки сигнала, если вычислительная среда допускает это делать.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proakis, J. Digital Communications, 5th edition / J. Proakis, M. Salehi. – McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.

2. Марпл, С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл. – М.: Мир, 2008. – 584 с.

3. Rappaport, T.S. Wireless communications. Principles and practice / T.S. Rappaport. – 2nd edition. – Prentice Hall PTR, 2002. – 736 p.

4. Голдсмит, А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – М.: Техносфера, 2011. – 903 с.

5. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2006. – 856 с.

6. Волчков, В.П. Новые технологии передачи и обработки информации на основе хорошо локализованных сигнальных базисов / В.П. Волчков // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Экономика. Информатика. – 2009. – № 15(70). – С. 181-189.

7. Le Floch, B. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex / B. Le Floch, M. Alard, C. Berrou // Proceedings of the IEEE. – 1995. – Vol. 83, No. 6. – P. 982-996.

8. Волчков, В.П. Исследование эффективности алгоритмов линейного прекодирования в системах MIMO / В.П. Волчков, А.А. Шурахов // Электросвязь. – 2012. – № 5. – С. 15-16.

9. Bolcskei, H. Discrete Zak Transforms, Polyphase Transforms, and Applications / H. Bolcskei, F. Hlawatsch // IEEE Transactions on signal processing. – 1997. – Vol. 45, No. 4. – P. 851-866.

10. Волчков, В.П. Синтез дискретного оптимального прекодера с финитной системой сигналов для систем OTDM / В.П. Волчков, И.М. Безруков // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, № 5. – С. 48-51.

11. Kozek, W. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels / W. Kozek, A.F. Molisch // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – Vol. 16, No. 8. – P. 1579-1589. – DOI: 10.1109/49.730463.

12. Волчков, В.П. Оптимизация ортогонального базиса Вейля-Гейзенберга для цифровых систем связи, использующих принцип OFDM/OQAM передачи / В.П. Волчков, Д.А. Петров // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Экономика. Информатика. – 2009. – № 1(56). – С. 102-112.

13. Волчков, В.П. Оптимальное рекуррентное представление случайных сигналов в базисах функций Виленкина-Крестенсона / В.П. Волчков // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 8. – С. 947-958.

14. Мирошниченко, А.В. Экстраполяция нестационарных зашумленных сигналов с помощью фреймов Вейля-Гейзенберга / А.В. Мирошниченко, В.П. Волчков // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2019. – Т. 6, № 2. – С. 42-50.

15. Волчков, В.П. Синтез оптимальных канальных прекодеров с весовым окном / В.П. Волчков, В.Г. Санников // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2016. – Т. 7, № 1. – С. 19-21.

16. Волчков, В.П. Возможности преобразования Вейля-Гейзенберга в стандарте сжатия JPEG / В.П. Волчков, В.М. Асирян // Экономика. Информатика. – 2021. – Т. 48, № 1. – С. 188-200.

17. Волчков, В.П. Параметрическое спектральное оценивание случайных сигналов с использованием m-рекуррентных моделей / В.П. Волчков // Радиотехника и

электроника. – 1998. – Т. 43, № 4. – С. 421-437.
18. Волчков, В.П. Сжатие изображений с использованием дискретного преобразования Вейля-Гейзенберга / В.П. Волчков, В.М. Асирян // Экономика. Информатика. – 2020. – Т. 47, № 2. – С. 412-421.
19. Волчков, В.П. Синтез алгоритмов спектрального анализа сигналов на основе фреймов Вейля-Гейзенберга / В.П. Волчков, А.В. Мирошниченко // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2018. – Т. 18, № 4. – С. 1001-1006.
20. Волчков, В.П. Оптимальное канальное прекодирование с ограничением уровня пульсаций на краях символьного интервала / В.П. Волчков, В.Г. Санников // Электросвязь. – 2017. – № 6. – С. 35-39.
21. Волчков, В.П. Представление случайных процессов векторной рекуррентной циркулянтной моделью второго порядка / В.П. Волчков, Н.Е. Поборчая, А.М. Шлома // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 12.
22. Мирошниченко, А.В. Применение фреймов Вейля-Гейзенберга в задачах интерполяции и экстраполяции сигналов / А.В. Мирошниченко, В.П. Волчков // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2019. – Т. 6, № 1. – С. 134-141.
23. Власенко, В.А. Методы синтеза быстрых алгоритмов свёртки и спектрального анализа сигналов / В.А. Власенко, Ю.М. Лаппа, Л.П. Ярославский. – М.: Наука, 1990. – 180 с.
24. Добеши, И. Десять лекций по вейвлетам / И. Добеши. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. – 464 с.
25. Кравченко, В.Ф. Цифровая обработка сигналов атомарными функциями и вейвлетами / В.Ф. Кравченко, Д.В. Чуриков. – М.: Техносфера, 2018. – 182 с.
26. Kravchenko, V.F. A new class of windows based on the family of atomic functions cha,n(x) and its application to digital signal processing / V.F. Kravchenko, Ya.Yu. Konovalov, V.I. Pustovoit // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. – Vol. 60. – P. 986-998.
27. Волчков, В.П. Синтез банка фильтров на основе комплексного базиса Вейля-Гейзенберга / В.П. Волчков, В.Г. Санников // Электросвязь. – 2020. – № 6. – С. 23-27.
28. Haas, R. A time-frequency well-localized pulse for multiple carrier transmission / R. Haas, J.-C. Belfiore // Wireless Personal Communications. – 1997. – Vol. 5. – P. 1-18.
29. Bolcskei, H. Diagonalizing the Gabor frame operator / H. Bolcskei, H.G. Feichtinger, F. Hlawatsch // Proc. IEEE UK Sympos. Applications of Time-Frequency and Time-Scale Methods. – 1995. – P. 249-255.
30. Волчков, В.П. Синтез ортогональных вещественных сигнальных базисов Вейля-Гейзенберга на основе алгебраического подхода / В.П. Волчков, В.Г. Санников // Электросвязь. – 2019. – № 5. – С. 28-34.
31. Волчков, В.П. Спектрально эффективные многооконные сигнальные базисы Хартли с ортогональным частотно-временным мультиплексированием / В.П. Волчков // Электросвязь. – 2026. – № 1. – С. 54-64.
32. Брейсуэлл, Р. Преобразование Хартли / Р. Брейсуэлл. – М.: Мир, 1990. – 176 с.
33. Olejniczak, K.J. The Hartley Transforms / K.J. Olejniczak // The Transforms and Applications Handbook: Second Edition. – CRC Press LLC, 2000.
34. Сюзев, В.В. Теоретические основы спектрального анализа в базисе Хартли / В.В. Сюзев // Наука и образование: Электронное научно-техническое издание. – 2011. – № 10. – С. 1-47.
35. Gabor, D. Theory of communication / D. Gabor // Journal of the Institution of Electical Engineers – Part III: Radio and Communication. – 1946. – Vol. 93. – P. 429-457.
36. Zibulski, M. Frame analysis of the discrete Gabor-scheme / M. Zibulski, Y.Y. Zeevi // IEEE Transactions of Signal Processing. – 1994. – Vol. 42, Issue 4. – P. 942-945.
37. Хорн, Р. Матричный анализ / Р. Хорн, Ч. Джонсон. – М.: Мир, 1989. – 655 с.
38. Ильин, В.А. Линейная алгебра / В.А. Ильин, Э.Г. Поздняк. – М.: Физматлит, 2020. – 280 с.
39. Черноморец, А.А. О свойствах квазисубполосных и G-субполосных матриц / А.А. Черноморец, В.П. Волчков // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Экономика. Информатика. – 2012. – № 1(120). – С. 127-134.

Получено 15.07.2026;
принято к печати 21.07.2026

Computationally efficient algorithms for representing discrete signals in the basis of Hartley-Gabor functions

V.P. Volchkov, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), department of general theory of communications, professor, Dr.Sci.(Tech.); volchkovvalery@mail.ru

V.G. Sannikov, MTUCI, department of general theory of communications, associate professor, Ph.D.; tes_mtuci@ mail.ru

Abstract. Fast algorithms for decomposition and reconstruction of discrete signals in a multi-window harmonic Hartley-Gabor basis are being developed. The proposed method for synthesizing fast algorithms is based on decomposing the orthogonal Hartley-Gabor transform matrix into a product of weakly filled matrices. It is shown that such a matrix representation of the algorithm and the use of block matrix arithmetic make it possible to parallelize the computational process into four independent threads, each of which implements matrix factorization. This allows you to operate directly with blocks of signal samples, simplifying the software implementation of algorithms and increasing their computational efficiency when using object-oriented programming languages. An analytical description of all matrices included in the direct and inverse Hartley-Gabor transformation algorithms is provided. The block diagram of a fast direct algorithm is analyzed, and its computational complexity is estimated. Possible areas of practical application of the obtained algorithms in various applications are indicated.

Keywords: Hartley-Gabor signal basis, discrete Hartley-Gabor transform, efficient computational implementation, matrix factorization, product of sparse matrices, good time-frequency localization, polyphase decomposition, digital filter bank.

For citation: Volchkov, V.P. Computationally efficient algorithms for representing discrete signals in the basis of Hartley-Gabor functions / V.P. Volchkov, V.G. Sannikov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 52-62. (in russian)

REFERENCES

1. Proakis, J. Digital Communications, 5th edition / J. Proakis, M. Salehi. – McGraw-Hill, 2008. – 1150 p.

2. Marple, S.L. Digital spectral analysis and its applications / S.L. Marple. – Moscow: Mir, 2008. – 584 p. (in russian).

3. Rappaport, T.S. Wireless communications. Principles and practice / T.S. Rappaport. – 2nd edition. – Prentice Hall PTR, 2002. – 736 p.

4. Goldsmith, A. Wireless communications / A. Goldsmith. – Moscow: Technosphere, 2011. – 903 p. (in russian)

5. Oppenheim, A. Digital signal processing / A. Oppenheim, R. Shafer. – Moscow: Technosphere, 2006. – 856 p. (in russian)

6. Volchkov, V.P. New technologies for transmitting and processing information based on well-localized signal bases / V.P. Volchkov // Scientific bulletins of Belgorod State University. Series: Economics. Informatics. – 2009. – No. 15(70). – P. 181-189. (in russian)

7. Le Floch, B. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex / B. Le Floch, M. Alard, C. Berrou // Proceedings of the IEEE. – 1995. – Vol. 83, No. 6. – P. 982-996.

8. Volchkov, V.P. Investigation of the efficiency of linear precoding algorithms in MIMO systems / V.P. Volchkov, A.A. Shurakhov // Electrosvyaz. – 2012. – No. 5. – P. 15-16. (in russian)

9. Bolcskei, H. Discrete Zak Transforms, Polyphase Transforms, and Applications / H. Bolcskei, F. Hlawatsch // IEEE Transactions on signal processing. – 1997. – Vol. 45, No. 4. – P. 851-866.

10. Volchkov, V.P. Synthesis of a discrete optimal precoder with a finite signal system for OTDM systems / V.P. Volchkov, I.M. Bezrukov // Fundamental problems of radio-electronic instrument engineering. – 2015. – Vol. 15, No. 5. – P. 48-51. (in russian)

11. Kozek, W. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels / W. Kozek, A.F. Molisch // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – Vol. 16, No. 8. – P. 1579-1589. – DOI: 10.1109/49.730463.

12. Volchkov, V.P. Optimization of the orthogonal Weyl-Heisenberg basis for digital communication systems using the OFDM/OQAM transmission principle / V.P. Volchkov, D.A. Petrov // Scientific Bulletin of Belgorod State University. Series: Economics. Computer science. – 2009. – № 1(56). – P. 102-112. (in russian)

13. Volchkov, V.P. Optimal recurrent representation of random signals in bases of Vilenkin-Chrestenson functions / V.P. Volchkov // Radio engineering and electronics. – 1997. – Vol. 42, No. 8. – P. 947-958. (in russian)

14. Miroshnichenko, A.V. Extrapolation of nonstationary noisy signals using Weyl-Heisenberg frames / A.V. Miroshnichenko, V.P. Volchkov // Telecommunications and Information technologies. – 2019. – Vol. 6, No. 2. – P. 42-50. (in russian)

15. Volchkov, V.P. Synthesis of optimal channel precoders with a weight window / V.P. Volchkov, V.G. Sannikov // Systems of synchronization, formation and signal processing. – 2016. – Vol. 7, No. 1. – P. 19-21. (in russian)

16. Volchkov, V.P. Possibilities of the Weyl-Heisenberg transformation in the JPEG compression standard / V.P. Volchkov, V.M. Asiryan // Economy. Informatics. –2021. – Vol. 48, No. 1. – P. 188-200. (in russian)

17. Volchkov, V.P. Parametric spectral estimation of random signals using m-recurrent models / V.P. Volchkov // Radio engineering and electronics. – 1998. – Vol. 43, No. 4. – P. 421-437. (in russian)

18. Volchkov, V.P. Image compression using discrete Weyl-Heisenberg transform / V.P. Volchkov, V.M. Asiryan // Economy. Informatics. – 2020. – Vol. 47, No. 2. – P. 412-421. (in russian)

19. Volchkov, V.P. Synthesis of algorithms for spectral analysis of signals based on Weyl-Heisenberg frames / V.P. Volchkov, A.V. Miroshnichenko // Fundamental problems of radio-electronic instrument making. – 2018. – Vol. 18, No. 4. – P. 1001-1006. (in russian)

20. Volchkov, V.P. Optimal channel restriction with precoding level pulsation at the edges of the symbol interval / V.P. Volchkov, V.G. Sannikov // Electrosvyaz. – 2017. – No. 6. – P. 35-39. (in russian)

21. Volchkov, V.P. Representation of random processes by a vector recurrent circulant model of the second order / V.P. Volchkov, N.E. Poborchaya, A.M. Shloma // Journal of radio electronics. – 2013. – No. 12. (in russian)

22. Miroshnichenko, A.V. Application of Weyl-Heisenberg frames in signal interpolation and extrapolation problems / A.V. Miroshnichenko, V.P. Volchkov // Telecommunications and Information technologies. – 2019. – Vol. 6, No. 1. – P. 134-141. (in russian)

23. Vlasenko, V.A. Methods for the synthesis of fast convolution algorithms and spectral analysis of signals / V.A. Vlasenko, Yu.M. Lappa, L.P. Yaroslavsky. – Moscow: Sience, 1990. – 180 p. (in russian)

24. Daubechy, I. Ten lectures on wavelets / I. Daubechy. – Izhevsk: SIC Regular and Chaotic Dynamics, 2001. – 464 p. (in russian)

25. Kravchenko, V.F. Digital signal processing by atomic functions and wavelets / V.F. Kravchenko, D.V. Churikov. – Moscow: Technosphere, 2018. – 182 p. (in russian).

26. Kravchenko, V.F. A new class of windows based on the family of atomic functions cha,n(x) and its application to digital signal processing / V.F. Kravchenko, Ya.Yu. Konovalov, V.I. Pustovoit // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. – Vol. 60. – P. 986-998.

27. Volchkov, V.P. Synthesis of a filter bank based on Weyl-Heisenberg complex basis / V.P. Volchkov, V.G. Sannikov // Electrosvyaz. – 2020. – No. 6. – P. 23-27. (in russian).

28. Haas, R. A time-frequency well-localized

pulse for multiple carrier transmission / R. Haas, J.-C. Belfiore // Wireless Personal Communications. – 1997. – Vol. 5. – P. 1-18.
29. Bolcskei, H. Diagonalizing the Gabor frame operator / H. Bolcskei, H.G. Feichtinger, F. Hlawatsch // Proc. IEEE UK Sympos. Applications of Time-Frequency and Time-Scale Methods. – 1995. – P. 249-255.
30. Volchkov, V.P. Synthesis of orthogonal real signal Weyl-Heisenberg bases based on the algebraic approach / V.P. Volchkov, V.G. Sannikov // Electrosvyaz. – 2019. – No. 5. – P. 28-34. (in russian)
31. Volchkov, V.P. Spectrally efficient multi-window Hartley signal bases with orthogonal time-frequency multiplexing / V.P. Volchkov // Electrosvyaz. – 2026. –No. 1. – P. 54-64. (in russian)
32. Bracewell, R. Hartley Transform. Theory and applications / R. Bracewell. – Moscow: Mir, 1990. – 176 p. (in russian).
33. Olejniczak, K.J. The Hartley Transforms / K.J. Olejniczak // The Transforms and Applications Handbook: Second Edition. – CRC Press LLC, 2000.
34. Syuzev, V.V. Theoretical foundations of spectral analysis in the Hartley basis / V.V. Syuzev // Science and Education: Electronical Scientific and Technical Publication. – 2011. – No. 10. – P. 1–47. – URL: http://technomag.edu.ru/doc/230816.html. (in russian)
35. Gabor, D. Theory of communication / D. Gabor // Journal of the Institution of Electical Engineers – Part III: Radio and Communication. – 1946. – Vol. 93. – P. 429-457.
36. Zibulski, M. Frame analysis of the discrete Gabor-scheme / M. Zibulski, Y.Y. Zeevi // IEEE Transactions of Signal Processing. – 1994. – Vol. 42, Issue 4. – P. 942-945.
37. Horn, R. Matrix Analysis / R. Horn, C. Johnson. – Moscow: Mir, 1989. – 655 p. (in russian)
38. Ilyin, V.A. Linear algebra / V.A. Ilyin, A.G. Pozdnyak. – Moscow: Fizmatlit, 2020. –280 p. (in russian)
39. Chernomorets, A.A. About properties of quasisubband and G-subband matrices / A.A. Chernomorets, V.P. Volchkov // Scientific bulletins of Belgorod State University. Series: Economics. Informatics. – 2012. – No. 1(120). – P. 127-134. (in russian)

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ В РОССИИ: ИННОВАЦИИ НА СТЫКЕ ТЕХНОЛОГИЙ

10 сентября 2026 года в Москве прошла ежегодная **Научно-техническая конференция «Ключевые проблемы и перспективы развития телекоммуникаций в Российской Федерации»**, организаторами которой стали ФГАУ НИЦ Телеком, Российская академия наук и Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. Мероприятие объединило около 150 специалистов, среди которых были ведущие ученые, руководители профильных вузов, представители операторов связи и госструктур. Конференция стала площадкой для обсуждения отраслевых проблем и обмена опытом. В рамках деловой программы работала технологическая выставка, где специалисты ФГАУ НИЦ Телеком представили свои новые разработки и оборудование, готовые к внедрению в реальный сектор экономики.

Конференция открылась приветственными словами директора департамента государственного регулирования рынка телекоммуникаций Минцифры России Д.А. Тура, и.о. генерального директора ФГАУ НИЦ Телеком В.В. Семенова и директора ИРЭ РАН С.А. Никитова, которые подчеркнули, что объединение науки, производства и профильных вузов является главным двигателем технологической независимости страны. В рамках



пленарного заседания были подняты темы искусственного интеллекта и больших языковых моделей в сетях будущего, рассмотрены проблемы интероперабельности в сетях связи, развития космического сегмента российских систем связи, а также конвергенции связи и радиолокации в единой аппаратной инфраструктуре в соответствии с концепцией ISAC (Integrated Sensing and Communication).

В результате профессионального диалога экспертов, посвященного прикладным аспектам развития отрасли, проведен комплексный анализ текущего состояния и перспектив развития спутниковых систем связи, детально разобраны эволюция мобильных сетей к 2030 году и перекрестные алгоритмические задачи для систем сотовой связи 6G, а также указано на кардинальную смену парадигмы управления сетями с помощью искусственного интеллекта. Не осталась в стороне и тема эффективного управления частотным ресурсом, где участники сосредоточились на стратегических и регуляторных вопросах распределения дефицитного радиочастотного спектра. Эксперты детально обсудили роль частотного ресурса, а также технологии динамического управления спектром, которые могут использоваться операторами.

Важным практическим результатом мероприятия стало подписание меморандума о научном сотрудничестве ФГАУ НИЦ Телеком с ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, направленного на развитие долгосрочного партнерства в деле фундаментальных и прикладных исследований в сфере телекоммуникаций.

Представленные доклады и результаты дискуссий круглых столов легли в основу итоговой резолюции конференции и конкретных предложений, которые направлены в профильные ведомства, что, как предполагается, поможет ускорить запуск отечественных технологий на рынке и создать в России безопасную цифровую среду.

Со всеми материалами ежегодной научно-технической конференции «Ключевые проблемы и перспективы развития телекоммуникаций в Российской Федерации» можно будет ознакомиться в №3'2026 журнала «Труды НИИР».

Исследование применимости сверточных и рекуррентных нейронных сетей для управления спутниковым каналом связи в условиях радиопомех

Ю.Л. Леохин, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), профессор, д.т.н.; y.l.leokhin@mtuci.ru
Д.О. Мыров, МТУСИ, магистрант; myrov.dima2016@yandex.ru
С.Ю. Быватов, МТУСИ, магистрант; byvatovsem@gmail.com

УДК 621.396.96, 621.396.43 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.007

Аннотация. *В статье рассматривается проблема повышения эффективности современных спутниковых систем связи, функционирующих в условиях дефицита частотно-энергетического ресурса и сложной сигнально-помеховой обстановки. Показано, что традиционные методы адаптивного управления, основанные на статических таблицах, обладают высокой реактивностью и не способны дифференцировать естественные атмосферные затухания от преднамеренных радиопомех. Для решения данной проблемы предложена архитектура когнитивного управления спутниковым радиоканалом на базе методов машинного обучения. Проведено экспериментальное исследование алгоритмов для трех смежных задач: классификации временных рядов с помощью одномерных сверточных сетей, прогнозирования атмосферного затухания с использованием рекуррентных сетей долгой краткосрочной памяти и распознавания спектрограмм преднамеренных помех на базе двумерных сверточных сетей. Обоснованы оптимальные гиперпараметры моделей. Доказано, что применение рекуррентных нейросетей позволяет эффективно сглаживать высокочастотный шум и прогнозировать падение уровня сигнала, а двумерные сверточные сети обеспечивают высокую точность локализации помех на спектрограммах. Предложена концепция интеллектуального агента на базе глубокого обучения с подкреплением для проактивного синтеза оптимальных режимов передачи.*

Ключевые слова: *спутниковые системы связи, адаптивное управление каналом, машинное обучение, преднамеренные радиопомехи, сверточные нейронные сети, прогнозирование временных рядов, глубокое обучение с подкреплением, спектрограмма сигнала.*

Для цитирования: *Леохин, Ю.Л. Исследование применимости сверточных и рекуррентных нейронных сетей для управления спутниковым каналом связи в условиях радиопомех / Ю.Л. Леохин, Д.О. Мыров, С.Ю. Быватов // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 63-74.*

ВВЕДЕНИЕ

Развитие современных спутниковых систем связи происходит в условиях жесткого дефицита частотно-энергетического ресурса и усложнения сигнально-помеховой обстановки. Ключевой проблемой обеспечения надежности передачи данных является деградация радиолинии под воздействием интенсивных атмосферных затуханий и преднамеренных радиопомех. Существующие методы адаптивного управления каналом на основе статических таблиц обладают критическими недостатками. Они работают в реактивном режиме с высокой задержкой аппаратной перенастройки и не способны дифференцировать естественное затухание в гидрометеорах от направленного помехового воздействия, что приводит к неоптимальному расходу ресурса и потере пакетов информации.

Преодоление данных ограничений требует перехода к проактивным когнитивным системам управления. Внедрение методов машинного обучения позволяет реализовать многомерную адаптацию параметров связи в режиме реального времени. Применение сверточных нейронных сетей обеспечивает точное извлечение признаков искажения радиосигнала и классификацию типов мешающих воздействий по их спектральным характеристикам. Использование рекуррентных архитектур позволяет заранее предсказывать динамику атмосферных затуханий, а алгоритмы глубокого обучения с подкреплением обеспечивают автоматический выбор оптимальных режимов передачи до наступления срыва соединения.

С учетом изложенного была проведена разработка и экспериментальная оценка гибридной нейросетевой системы когнитивного управления спутниковым радиоканалом. Работа направлена на повышение спектральной эффективности и помехоустойчивости радиолинии при динамических изменениях параметров среды и воздействии различных видов преднамеренных радиопомех.

АНАЛИЗ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ И КЛЮЧЕВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

На современном этапе развития инфокоммуникационных технологий спутниковая связь является стратегически важным компонентом глобальной информационной инфраструктуры. В последние годы в отрасли произошел концептуальный сдвиг: развертывание многоспутниковых систем на низких орбитах [1, 2] и внедрение многолучевых антенн с высокой

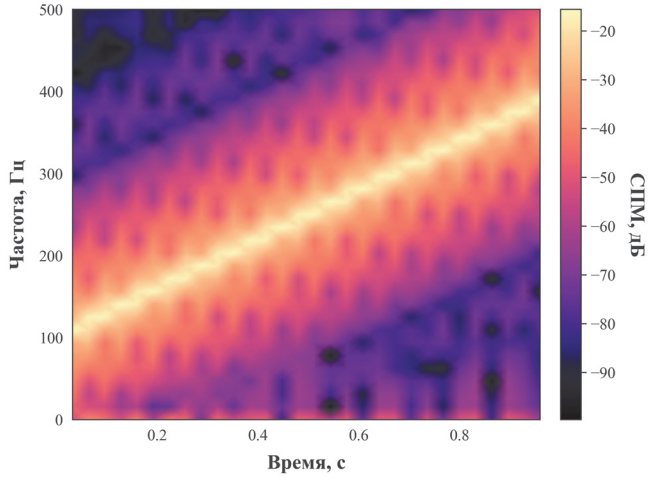
пропускной способностью. Усложнение архитектуры современных сетей требует гибкого управления частотно-энергетическим ресурсом. Подобные задачи динамического управления топологией успешно решаются с помощью программно-определяемых сетей, что подтверждено исследованиями в области оптических и облачных инфраструктур [3–5].

Передача информации в спутниковом канале радиосвязи ограничена энергетическим потенциалом радиолинии [6] и рядом дестабилизирующих факторов, таких как эффект Доплера и многолучевое распространение. Для современных высокоскоростных систем критическим естественным фактором является затухание в гидрометеорах [7], способное приводить к обрыву связи.

Помимо естественных атмосферных явлений, в условиях сложной радиоэлектронной обстановки критическую угрозу представляют преднамеренные радиопомехи. Их целью является снижение отношения сигнал/шум (SNR) ниже порога демодуляции. В зависимости от структуры формирующего сигнала выделяют следующие основные классы воздействий, вызывающие локальные или глобальные искажения спектра, например скользящую помеху, спектрограмма которой представлена на рис. 1.

Исторически для защиты от помех и затуханий в спутниковых радиолиниях применяется технология адаптивного кодирования и модуляции на базе жестко заданных статических таблиц, как это реализовано, например, в стандарте DVB-S2X [8]. Однако классические алгоритмы имеют существенные недостатки – реактивный характер работы и алгоритмическую «слепоту». Традиционный демодулятор оценивает лишь интегральное падение SNR и не способен отличить естественное затухание от прицельной помехи, что приводит к неоптимальным решениям и потере спектральной эффективности.

Рисунок 1
Спектрограмма преднамеренных скользящих радиопомех



Преодоление данных ограничений требует перехода к проактивным когнитивным системам. В последние годы методы машинного обучения доказали свою высокую результативность в самых разных прикладных задачах. К ним относятся обработка больших объемов данных в инфокоммуникациях [9], анализ и прогнозирование динамично изменяющихся временных рядов [10], а также интеллектуальная поддержка принятия решений и прогнозирование потребительского спроса в организационных системах [11–14]. Кроме того, алгоритмы машинного обучения успешно применяются для выявления дефектов программного обеспечения [15, 16]. Особый потенциал для анализа сигнально-помеховой обстановки имеют алгоритмы компьютерного зрения, доказавшие эффективность в задачах классификации сложных объектов на изображениях [17].

Опираясь на данный бэкграунд, в настоящей работе предложено использовать гибридную архитектуру нейронных сетей для распознавания помех по их спектрограммам, прогнозирования затуханий и синтеза стратегий управления каналом.

МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ ДЛЯ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМ КАНАЛОМ

Для построения когнитивной системы управления спутниковым каналом выполнено исследование методов машинного обучения, включающее выбор способов предварительной обработки радиосигналов, формирование пространства признаков и сравнение базовых архитектур нейронных сетей на стандартизированных и синтезированных наборах данных.

Предварительная обработка сигналов и извлечение признаков для моделей машинного обучения. Качество работы моделей машинного обучения во многом определяется способом представления входных данных. В работе реализованы несколько независимых контуров подготовки данных для различных архитектур нейронных сетей. Первый из них использует квадратурное представление, при котором исходный радиосигнал преобразуется в массив синфазных и квадратурных компонент (IQ-компоненты), формирующих входной тензор для одномерных сверточных сетей. Временное представление IQ-компонент приведено на рис. 2.

Для анализа нестационарных помех применяется короткооконное преобразование Фурье. Полученные спектрограммы нормализуются и используются в качестве одноканальных изображений для двумерных сверточных нейронных сетей. В качестве альтернативы исследовано непрерывное вейвлет-преобразование, формирующее скалограммы с более высоким временным разрешением. Пример спектрограммы представлен на рис. 3.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ КАЧЕСТВА СПУТНИКОВОГО КАНАЛА

Для прогнозирования атмосферного затухания используются временные ряды измерений уровня сигнала спутникового маяка Ка-диапазона. Перед обучением моделей выполняется минимаксная нормализация данных к диапазону [0; 1], что обеспечивает стабильную сходимость рекуррентных нейронных сетей. Пример временного ряда затухания спутникового сигнала приведен на рис. 4.

Выбор и обоснование метрик оценки эффективности моделей. Для комплексной оценки разрабатываемой системы использовалась двухуровневая система показателей, объединяющая радиотехнические критерии и метрики машинного обучения.

Радиотехнические показатели. Целевой функцией интеллектуального адаптивного управления выступала максимизация спектральной эффективности радиолинии при жестком ограничении на надежность: коэффициент битовых ошибок после декодирования не должен превышать порог квазибезошибочного приема, регламентированный стандартами DVB-S2 и DVB-S2X. В качестве метрики раннего обнаружения искажений до демодуляции использовалась векторная погрешность модуляции.

Метрики машинного обучения. При оценке классификатора помех учитывалась физическая стоимость ошибок. Ложноположительное срабатывание ведет лишь к неоптимальному расходу ресурса при смене частоты, тогда как пропуск радиопомехи приводит к падению SNR ниже критического порога, потере пакетов и полному срыву связи. Из-за этого, а также ввиду сильной несбалансированности выборок полезных сигналов и помех базовая метрика общей точности была исключена. Основным критерием оптимизации сверточных сетей была выбрана F1-мера, позволяющая минимизировать вероятность фатального пропуска помехи.

Для оценки качества краткосрочного прогнозирования затухания сигнала рекуррентными сетями применялись стандартные метрики регрессионного анализа: средняя квадратичная ошибка и средняя абсолютная ошибка.

Рисунок 2
Временное представление IQ-компонент цифрового радиосигнала

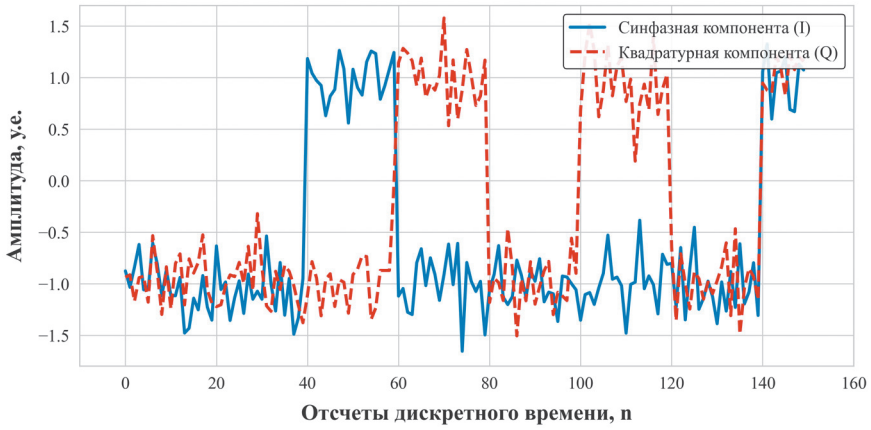


Рисунок 3
Частотно-временное представление нестационарного сигнала на основе оконного преобразования Фурье

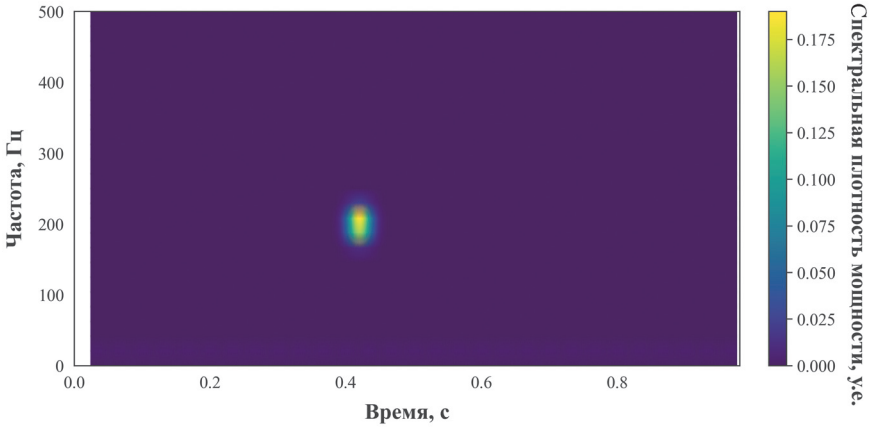
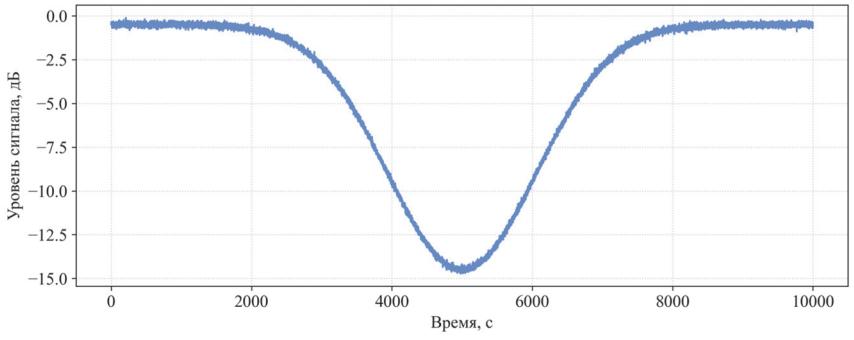


Рисунок 4
Пример записи затухания спутникового маяка Ка-диапазона (частота 19,7 ГГц)



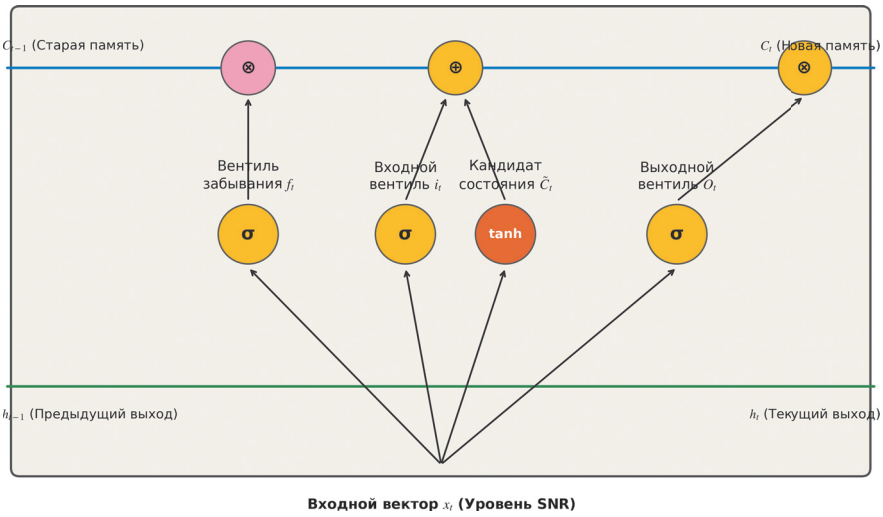
АРХИТЕКТУРЫ НЕЙРОСЕТЕЙ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ПОМЕХ И ПРОГНОЗА СОСТОЯНИЯ КАНАЛА

Для построения комплексной системы когнитивного управления спутниковым радиоканалом требуется синтез гибридной нейросетевой архитектуры, решающей три разнородные задачи: классификацию помех, прогнозирование затухания и выбор параметров приемопередающего тракта.

Сверточные нейронные сети для классификации сигнально-помеховой обстановки. В зависимости от формата входных данных в работе предложены две специализированные архитектуры сверточных сетей:

- архитектура 1D-CNN для IQ-данных, которая разработана для обработки временных рядов синфазной и квадратурной компонент в виде тензора размером (2, 128, 1). Сеть работает как адаптивный цифровой фильтр и состоит из четырех сверточных блоков. Для стабилизации обучения и предотвращения переобучения применяются слои пакетной нормализации, функции активации ReLU, слои пулинга и механизм Dropout. Снижение размерности карт признаков перед полносвязным слоем-классификатором обеспечивается слоем GlobalAveragePooling1D;
- архитектура 2D-CNN для спектрограмм, которая применяется для анализа частотно-временных признаков радиопомех. Входным тензором выступает нормализованная спектрограмма размером (64×64×1), сформированная с помощью оконного преобразования Фурье. Архитектура включает три блока двумерной свертки, извлекающих геометрические паттерны помех, с последующим глобальным пулингом и классификатором Softmax.

Рисунок 5
Математическая структура и потоки данных внутренней ячейки нейронной сети LSTM



Рекуррентные нейронные сети для краткосрочного прогнозирования состояния канала. Для проактивного переключения скоростей передачи необходимо предсказывать флуктуации уровня сигнала. Учитывая временную связность процесса атмосферного затухания, применена архитектура долгой краткосрочной памяти, эффективно решающая проблему затухания градиентов при анализе длинных последовательностей. Разработанная прогностическая модель состоит из двух последовательных слоев нейронной сети LSTM и финального полносвязного слоя регрессии. На основе входного окна истории длиной 50 отсчетов сеть формирует вектор прогноза на 10 шагов вперед. Структура применяемой ячейки сети LSTM приведена на рис. 5, где использованы следующие обозначения: C_{t-1} и C_t – соответственно прошлое и текущее состояние ячейки; $\tilde{C}_t$ – вектор-кандидат нового состояния; h_{t-1} и h_t – соответственно прошлое и текущее скрытые состояния; x_t – входной вектор; f_t – вентиль забывания; i_t – вентиль входа; O_t – вентиль выхода; σ и tanh – соответственно сигмоидная и гиперболическая функции активации.

Логика принятия решений на основе глубокого обучения с подкреплением. После классификации помехи и прогнозирования затухания интеллектуальный контроллер синтезирует оптимальный режим передачи. Для замены неоптимальных статических таблиц стандарта DVB-S2 предложено использовать алгоритмы глубокого обучения с подкреплением. Адаптивный контроллер формализуется как агент, взаимодействующий со средой, что показано на рис. 6.

В качестве алгоритма обучения интеллектуального агента применяются два метода обучения с подкреплением: DQN (Deep Q-Network) – глубокая Q-сеть, в которой нейронная сеть аппроксимирует функцию ценности действия $Q(s, a)$, позволяя агенту выбирать действие с максимальной ожидаемой наградой; и PPO (Proximal Policy Optimization) – алгоритм прямой оптимизации политики, который обновляет стратегию поведения агента, ограничивая размер каждого шага обновления для обеспечения устойчивости обучения.

Математически процесс взаимодействия формализуется как марковский процесс принятия решений, описываемый кортежем $\langle S, A, P, R, \gamma \rangle$:

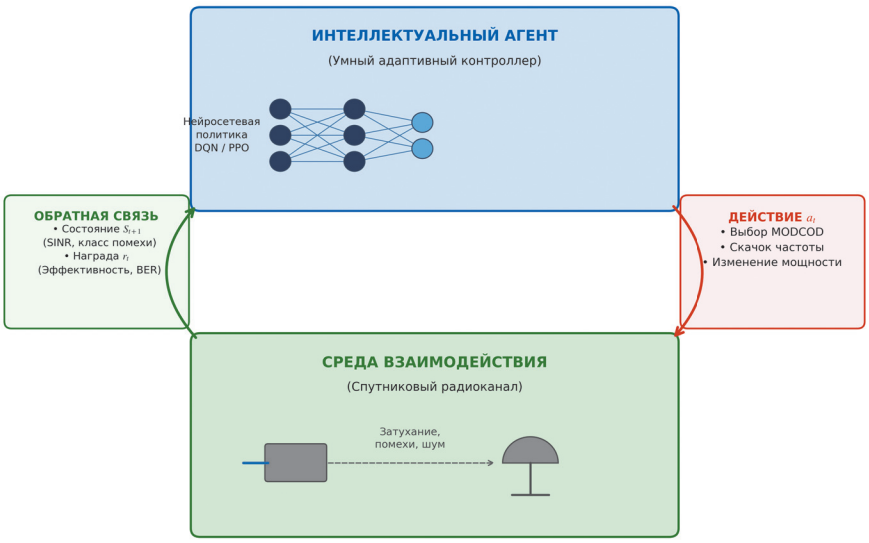
- пространство состояний S формируется из вектора признаков $st = \{T_{\text{jam}}, \hat{y}_{t+k}, BER_t\}$, где T_{jam} – тип обнаруженной помехи; $\hat{y}_{t+k}$ – прогноз затухания; BER_t – текущая интенсивность ошибок;
- пространство действий A – это множество доступных управляющих решений. Агент может выбрать один из 28 индексов сигнально-кодовых конструкций стандарта DVB-S2X, изменить уровень мощности передатчика или инициировать скачкообразный сдвиг несущей частоты;
- функция переходов P определяет вероятность перехода среды в состояние $(st+1)$ при совершении агентом действия at;
- функция награды R – это критерий оптимизации агента. Награда конструируется таким образом, чтобы стимулировать максимизацию спектральной эффективности при жестком ограничении на уровень ошибок:

$$R_t = \eta\left(1 - \text{BER}_t\right) - \beta I_{hop} - \lambda I_{drop},$$

где η – спектральная эффективность выбранного режима; I_{hop} – индикаторная функция смены частоты (накладывает штраф за затраты энергии на перестройку частоты); I_{drop} – штраф за разрыв связи ($\text{BER} > 10^{-3}$); β, λ – весовые масштабные коэффициенты.

Для обучения агента исследуется алгоритм глубокой Q-сети с использованием аппроксимации функции полезности Q с помощью нейронной сети, оптимизируемой по критерию минимума среднеквадратичной ошибки (MSE) Беллмана. Обученный DRL-агент способен превентивно адаптировать радиолинию к сложным видам помех, превосходя классические алгоритмы.

Рисунок 6
Петля взаимодействия агента глубокого обучения с подкреплением со средой спутникового радиоканала



ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БАЗОВЫХ АЛГОРИТМОВ НА ТЕСТОВЫХ ДАННЫХ

Для верификации разработанных математических моделей и оценки их применимости к задачам адаптивного управления спутниковым каналом связи было проведено экспериментальное исследование базовых алгоритмов машинного обучения. Эксперименты были разделены на три независимых блока в соответствии со структурой признакового пространства и решаемыми задачами адаптации.

Экспериментальное исследование базовой модели 1D-CNN. Первый блок экспериментов направлен на исследование эффективности архитектуры одномерных сверточных нейронных сетей при обработке неструктурированных временных рядов синфазной и квадратурной компонент. В качестве исходных данных использовался открытый набор данных RadioML 2016.10A [18], содержащий 11 классов модуляции при различных уровнях отношения сигнал/шум. Целью данного этапа является подбор оптимальных гиперпараметров базовой модели перед её интеграцией в общую систему адаптивного управления.

Влияние глубины сети на точность и склонность к переобучению. Фундаментальным параметром любой нейронной сети является её глубина. В рамках исследования были спроектированы и обучены три варианта архитектуры 1D-CNN: мелкая сеть, базовая сеть и сверхглубокая сеть. Количество фильтров на слоях удваивалось по мере углубления. Графики изменения функции потерь на валидационной выборке для трех исследуемых архитектур приведены на рис. 7, где бледными цветными линиями показаны исходные зашумленные значения потерь, а яркими – их сглаженные тренды.

Как видно из графиков на рис. 7, сеть с двумя слоями демонстрирует недостаточную емкость для извлечения сложных зависимостей: её кривая потерь снижается существенно медленнее, чем у более глубоких архитектур, и к 40-ой эпохе достигает лишь значения около 0,65, что значительно выше уровня, достижимого сетями с четырьмя и шестью слоями. При этом кривая не выходит на плато в пределах рассмотренного диапазона эпох, что указывает на то, что модель принципиально

способна продолжать обучение, однако делает это крайне неэффективно – классический признак недообучения, вызванного ограниченной выразительной способностью сети. Сеть с шестью слоями, напротив, быстро минимизирует ошибку при обучении, однако на валидационной выборке (см. рис. 7) её кривая начинает резко возрастать после 25-ой эпохи. Это классическое проявление переобучения: глубокая модель начинает запоминать специфический шум обучающей выборки, теряя способность корректно классифицировать новые радиосигналы.

Оптимальным компромиссом признана архитектура с четырьмя сверточными слоями, демонстрирующая наиболее глубокий и плавный спуск валидационных потерь без признаков деградации. Именно она принята за базовую модель.

Рисунок 7
Сравнительный анализ функции потерь на валидационной выборке в зависимости от глубины 1D-CNN

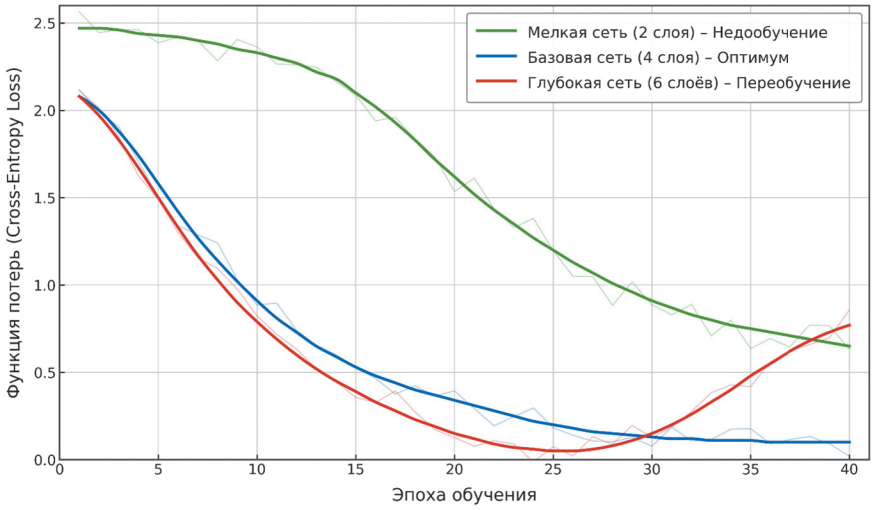
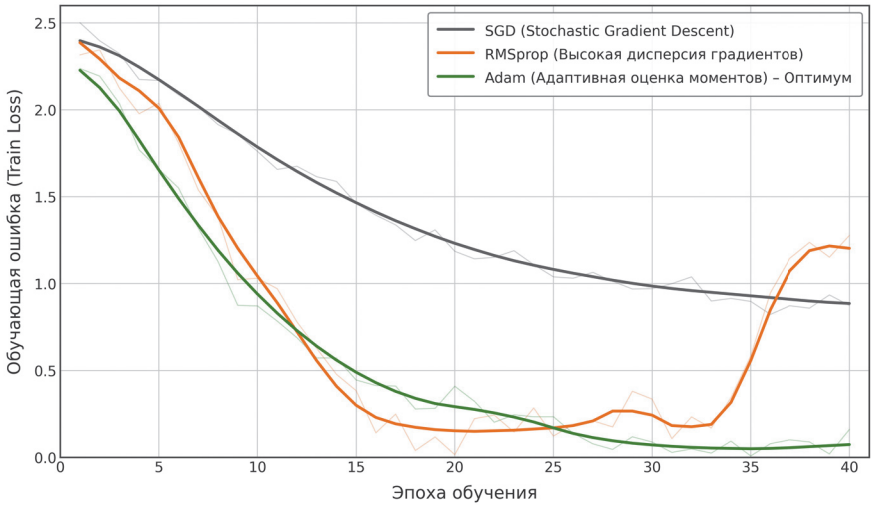


Рисунок 8
Динамика сходимости функции потерь при использовании различных алгоритмов оптимизации



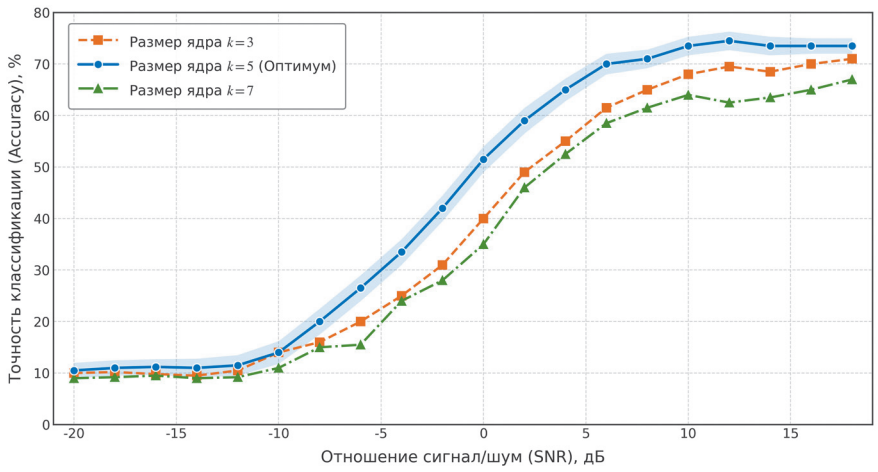
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ ГРАДИЕНТНОГО СПУСКА

Обучение сверточных фильтров на зашумленных данных радиоэфира сопряжено с проблемой обилия локальных минимумов на гиперповерхности функции потерь. В ходе эксперимента проведено сравнение трех популярных алгоритмов оптимизации: классического стохастического градиентного спуска SGD (stochastic gradient descent), алгоритма RMSprop и алгоритма адаптивной оценки моментов Adam (adaptive moment estimation). Динамика обучения базовой четырехслойной модели с использованием различных оптимизаторов представлена на рис. 8 (так же, как и на рис. 7, бледными цветными линиями показаны исходные зашумленные значения потерь, а яркими – их сглаженные тренды).

Эксперимент показал, что классический алгоритм SGD сходится крайне медленно и склонен к преждевременной остановке оптимизации, что характерно для стохастической природы радиошума. Алгоритм RMSprop показывает высокую скорость снижения ошибки на начальном этапе, но характеризуется сильными осцилляциями из-за чувствительности к зашумленным градиентам. Наибольшую стабильность и скорость сходимости продемонстрировал алгоритм Adam [19]. За счет комбинирования моментов первого и второго порядков он адаптивно регулирует скорость обучения для каждого веса индивидуально, что позволяет модели игнорировать шумовые выбросы. Базовым оптимизатором для дальнейших исследований выбран алгоритм Adam со стартовой скоростью обучения $lr = 10^{-3}$.

Влияние размера ядра свертки на точность извлечения признаков. Важнейшим гиперпараметром нейронной сети 1D-CNN является размер окна. В радиотехническом контексте этот параметр определяет временное рецептивное поле: сколько соседних IQ-сэмплов фильтр анализирует за одну математическую операцию. Были протестированы модели с разме-

Рисунок 9
Зависимость точности распознавания модуляции от размера ядра свертки при различных уровнях SNR



рами ядра $k=3$, $k=5$ и $k=7$. Результаты оценки точности классификации в зависимости от SNR на тестовой выборке представлены на рис. 9.

Из графика на рис. 9 следует, что размер ядра оказывает существенное влияние на точность классификации в зоне средних и высоких уровней SNR. Использование короткого ядра позволяет модели отлично улавливать резкие высокочастотные скачки фазы, характерные для PSK-модуляций, но не позволяет алгоритму выявлять закономерности на длительном интервале времени. Применение широкого ядра ($k=7$) увеличивает временной интервал анализа, но математически усредняет (сглаживает) короткие фазовые переходы, что критично для сложных видов модуляции. Эксперимент подтвердил, что размер ядра $k=5$ обеспечивает максимальную общую точность классификации видов модуляции (до 74,8%), соблюдая оптимальный баланс между локальным и глобальным извлечением признаков.

Вместе с тем общее плато точности базовой модели (~75%) свидетельствует о том, что чисто пространственной 1D-свертки недостаточно для разделения сложных многопозиционных сигналов при наличии фазовых искажений. Это обосновывает необходимость перехода к более сложным гибридным и модифицированным архитектурам.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БАЗОВОЙ МОДЕЛИ LSTM

Второй блок экспериментов посвящен задаче упреждающего (проактивного) адаптивного управления. Для того чтобы система могла своевременно изменить кодово-модуляционную конструкцию до обрыва связи, необходимо с высокой точностью прогнозировать динамику падения уровня сигнала. Исследование проводилось на специально сформированном наборе данных. Базовой моделью выступала двухслойная рекуррентная сеть LSTM [20].

Исследование влияния длины входного окна истории на точность и задержку прогноза. В задачах анализа временных рядов критически важным гиперпараметром является длина скользящего окна – количество исторических отсчетов, подаваемых на вход сети для прогнозирования будущих состояний. Для оценки влияния этого параметра были обучены три идентичные модели LSTM с различной длиной входного окна: $W=10$, $W=50$ и $W=100$ отсчетов. Целевой горизонт прогнозирования во всех случаях составлял 10 с вперед. Результаты прогнозирования глубокого затухания на тестовом участке представлены на рис. 10.

Из графика отчетливо видны три разных режима работы алгоритма:

1) при $W=10$ модель реагирует на изменения практически мгновенно, однако обладает высокой дисперсией прогноза (MSE=0,12 дБ^2). Сеть не способна выделить глобальный тренд падения сигнала на фоне высокочастотных атмосферных мерцаний, что приводит к постоянным ложным переключениям параметров в системе управления;

2) при $W=100$ модель идеально сглаживает шум, однако приобретает недопустимую инерционность. Наблюдается выраженный фазовый лаг прогноза: когда реальный сигнал уже упал на 5 дБ, сеть все еще предсказывает высокий уровень, опираясь на устаревшие данные из начала длинного окна. В реальной системе связи такое запаздывание приведет к потере синхронизации приемника;

3) при $W=50$ достигается оптимальный баланс (MSE=0,06 дБ^2). Сеть эффективно фильтрует атмосферный шум, достоверно выделяя низкочастотный тренд надвигающегося дождевого фронта без критического запаздывания. Данное значение принято как базовое.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕКУРРЕНТНЫХ АРХИТЕКТУР LSTM, GRU И BiLSTM

На следующем этапе была проведена оценка альтернативных рекуррентных архитектур GRU и BiLSTM с целью поиска оптимального баланса между точностью аппроксимации и вычислительной сложностью. Базовая сеть LSTM сравнивалась с архитектурой управляемых рекуррентных блоков (Gated Recurrent Unit, GRU) и двунаправленной LSTM (BiLSTM, Bidirectional LSTM).

Рисунок 10
Влияние длины исторического окна на точность и запаздывание прогноза уровня затухания

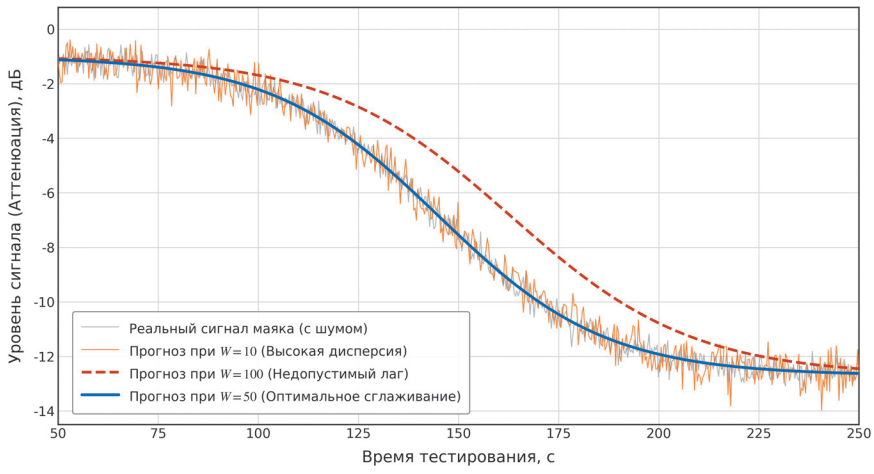
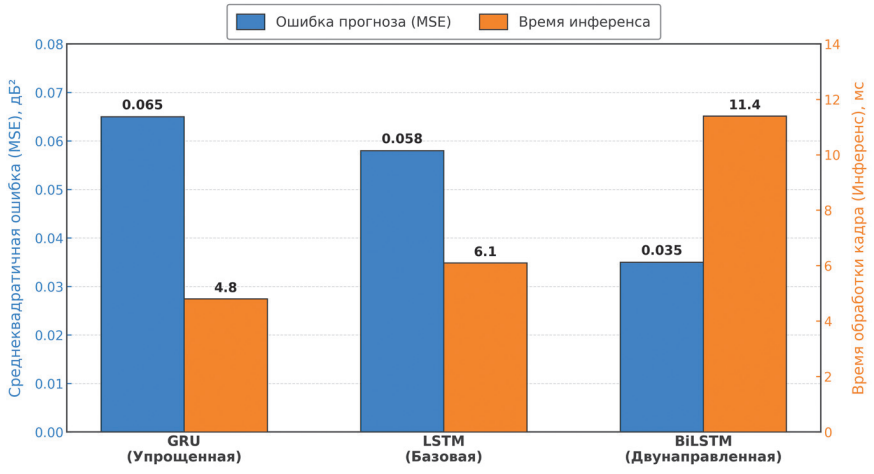


Рисунок 11
Сравнительный анализ архитектур рекуррентных сетей по критериям точности и вычислительной сложности



Модели оценивались по двум критериям: среднеквадратичной ошибке на тестовой выборке и среднему времени обработки одного кадра. Результаты сравнения в виде двухосевой гистограммы приведены на рис. 11.

Архитектура GRU показала наименьшее время инференса за счет упрощенной структуры ячейки, однако уступила базовой LSTM в точности на участках с резким перепадом затухания.

Двунаправленная сеть BiLSTM продемонстрировала высокую точность – MSE снизилось до 0,04 дБ². Однако использование архитектуры BiLSTM в задаче адаптивного управления спутниковым каналом теоретически недопустимо. BiLSTM требует «заглядывания в будущее», так как для формирования вектора скрытого состояния на шаге t сеть использует данные с шагов t+1, t+2, ..., T. В условиях работы канала в реальном времени будущие отсчеты физически недоступны. Кроме того, вычислительная сложность BiLSTM вдвое превышает базовую модель. Таким образом, классическая однонаправленная архитектура LSTM выбрана в качестве базовой модели для прогностического модуля адаптивной системы.

Экспериментальное исследование базовой модели 2D-CNN. Третий, наиболее масштабный блок экспериментов посвящен решению задачи распознавания преднамеренных радиопомех. В условиях сложной радиоэлектронной обстановки адаптивному контроллеру необходимо точно идентифицировать один из пяти классов состояния эфира: чистый канал, узкополосная прицельная помеха, широкополосная заградительная помеха, свипирующая помеха и импульсная помеха. Базовой моделью классификатора выступает двумерная сверточная нейронная сеть, анализирующая частотно-временные спектрограммы (оконное преобразование Фурье STFT).

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОКОННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ НА ТОЧНОСТЬ РАСПОЗНАВАНИЯ

Качество извлечения признаков двумерной нейросетью напрямую зависит от параметров предварительной цифровой обработки сигналов. При расчете оконного преобразования Фурье критическим гиперпараметром является размер окна быстрого преобразования Фурье (БПФ). Согласно физическому принципу неопределенности Гейзенберга-Габора невозможно одновременно достичь высокого разрешения сигнала и по частоте, и по времени.

Для оценки влияния этого физического ограничения на искусственный интеллект базовая модель 2D-CNN была обучена на трех версиях набора данных, сгенерированных с различными размерами окна: N_{FFT}=32; 64 и 128 отсчетов. Сравнительные результаты точности распознавания для различных типов помех представлены на рис. 12.

Эксперимент наглядно демонстрирует дифференцированное

Рисунок 12
Влияние размера окна БПФ на точность классификации различных видов преднамеренных радиопомех

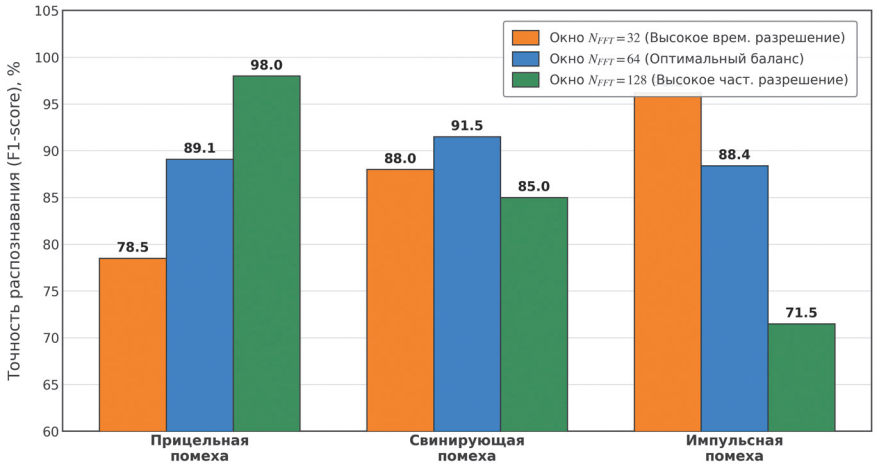
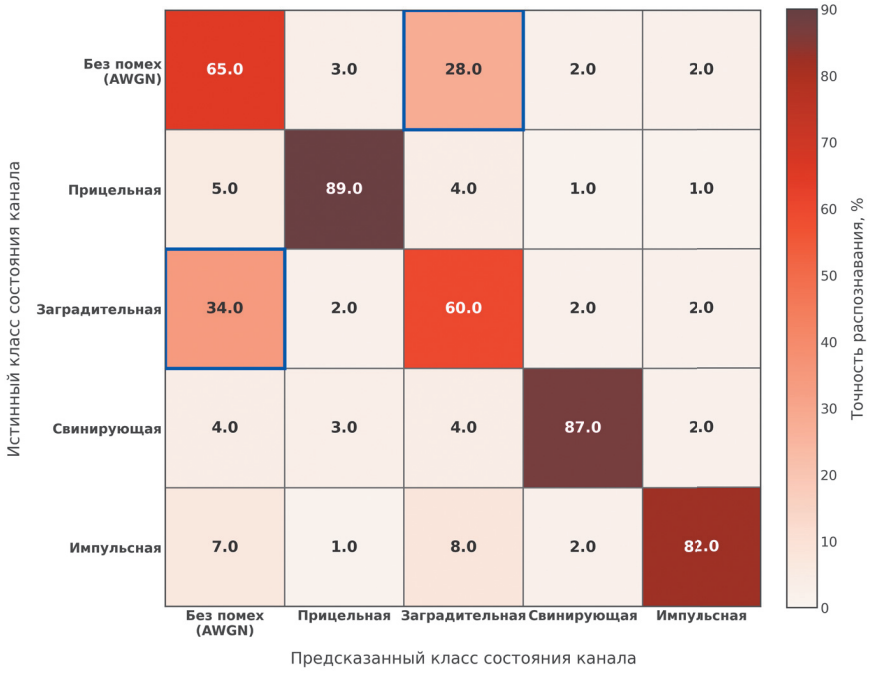


Рисунок 13
Матрица ошибок классификатора 2D-CNN в условиях критически низкого SNR



влияние частотно-временного разрешения на распознавание конкретных классов помех:

1) малое окно (N_{FFT}=32) обеспечивает превосходное временное разрешение. Модель отлично (F1=96%) локализует сверхкороткие импульсные помехи. Однако из-за размытия по частоте точность обнаружения узкополосной прицельной помехи падает до 78%, так как сеть не может отличить её от естественных спектральных флуктуаций полезного сигнала;

2) большое окно (N_{FFT}=128) обеспечивает высокое частотное разрешение. Сеть безошибочно (F1=98%) распознает прицельную помеху (как тонкую горизонтальную линию на спектрограмме). Однако импульсные помехи размазываются во времени, сливаясь с фоном, что приводит к деградации их распознавания до 71%;

3) оптимальное окно (N_{FFT}=64) формирует сбалансированную спектрограмму (размерность матрицы 64x64), при которой модель 2D-CNN извлекает признаки всех классов с равномерно высокой точностью (средний F1-score≈89,4%). Данный размер принят в качестве оптимального для дальнейших исследований.

АНАЛИЗ ДЕГРАДАЦИИ ТОЧНОСТИ ПРИ КРИТИЧЕСКИ НИЗКИХ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ/ШУМ

В реальных условиях радиоэлектронного подавления уровень мощности помехи может многократно превышать мощность полезного сигнала [21–23]. Для оценки робастности алгоритма было проведено отдельное тестирование модели 2D-CNN в диапазоне SNR от –10 дБ до 0 дБ. Нормированная матрица ошибок для данного тестирования в экстремальных условиях представлена на рис. 13.

Тестирование в экстремальных условиях выявило уязвимость базовой модели компьютерного зрения применительно к радиотехническим задачам. При SNR=–5 дБ сеть уверенно распознает свипирующую (87%) и импульсную (82%) помехи, так как их энергия локализована в узких частотно-временных кластерах и выделяется на фоне шума.

Однако наблюдается катастрофическое смешивание классов «чистый канал» и «широкополосная заградительная помеха». В 34% случаев широкополосная заградительная помеха классифицируется как чистый канал, и в 28% случаев обычный шум принимается за заградительную помеху. С физической точки зрения это объясняется тем, что спектральная плотность мощности широкополосной заградительной помехи идентична спектру белого

гауссовского шума. При сильном зашумлении визуальные различия на спектрограмме исчезают, и 2D-CNN начинает угадывать класс случайным образом. Для адаптивной системы связи ложноотрицательное срабатывание на заградительную помеху означает отказ от переключения частоты, что неминуемо приведет к обрыву связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенного исследования научно обоснована и экспериментально подтверждена эффективность применения методов машинного обучения для задач когнитивного адаптивного управления спутниковым радиоканалом. Показано, что переход от традиционных реактивных алгоритмов к проактивным интеллектуальным системам позволяет существенно повысить помехозащищенность и спектральную эффективность сетей спутниковой связи в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки. На основе предложенной гибридной нейросетевой архитектуры были успешно решены ключевые задачи радиомониторинга и управления. В частности, доказано, что применение рекуррентных нейронных сетей долгой краткосрочной памяти позволяет эффективно сглаживать высокочастотные атмосферные флуктуации и с высокой точностью прогнозировать низкочастотный тренд глубокого затухания сигнала на несколько шагов вперед, исключая критическое запаздывание классических систем. Для распознавания преднамеренных помех оптимизирована модель компьютерного зрения на основе двумерных сверточных сетей для анализа частотно-временных спектрограмм. Использование оптимального размера окна быстрого преобразования Фурье позволило достичь высокой точности классификации при локализации прицельных, заградительных, скользящих и импульсных радиопомех, в том числе при критически низких значениях отношения сигнал/шум. Вместе с тем применение одномерных сверточных сетей подтвердило возможность прямого извлечения признаков деградации из синфазной и квадратурной компонент радиосигнала. Синтез полученных предиктивных и классификационных метрик позволил разработать концептуальную модель интеллектуального контроллера на базе алгоритмов глубокого обучения с подкреплением. Внедрение такого обученного агента открывает перспективы для полностью автономного проактивного управления параметрами приемопередающего тракта, что гарантирует сохранение устойчивой синхронизации и минимизацию вероятности обрыва связи даже в условиях целенаправленного радиоэлектронного подавления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пантелеймонов, И.Н. Основные направления концепции построения перспективной многоспутниковой группировки ретрансляции данных от малых космических аппаратов на низких орбитах / И.Н. Пантелеймонов, В.А. Шувалов, В.С. Нуштаева и др. // К.Э. Циолковский. Проблемы индустриализации космоса и рационального использования земных ресурсов: Материалы 60-х Научных чтений. – Калуга, 2025. – С. 52-54.

2. Программа расчетов орбитального построения многоспутниковых систем связи на полярных и квазиполярных круговых орбитах / Пантелеймонов И.Н., Мыров Д.О., Захаров А.А., Нуштаева В.С. – Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2025687233, 08.10.2025.

3. Leokhin, Yu. Development of a Mathematical Model for Analysis of the Information Structure of a Software-Defined Optical Network / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin // 2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation. – DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092172.

4. Leokhin, Yu.L. Approach to Estimating the Probability of Providing “Cloud” Services in the SDN / Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications.

5. Leokhin, Yu.L. Evaluation of Service Availability in Software-Defined Optical Network / Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416122.

6. Сомов, А.М. Спутниковые системы связи: учебное пособие для вузов / А.М. Сомов, С.Ф. Корнев. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 244 с.

7. Рекомендация МСЭ-R P.618-13 (12/2017). Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи «земля-космос».

8. ETSI EN 302 307-2 V1.1.1 (2014-10). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X).

9. Мыров, Д.О. Повышение эффективности использования алгоритмов обработки больших объемов данных / Д.О. Мыров, А.В. Готин, Д.В. Калхиташвили // Электросвязь. – 2024. – № 5. – С. 58-62.

10. Леохин, Ю.Л. Методы машинного обучения в прикладных задачах прогнозирования динамично изменяющихся данных / Ю.Л. Леохин, С.С. Дымкова, Т.Д. Фатхулин // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2025. – Т. 19, № 8. – С. 49-63.

11. Вишневский, В.М. Методы машинного обучения в решении задачи прогнозирования спроса на отдельные виды товаров / В.М. Вишневский, Ю.Л. Леохин, Т.Д. Фатхулин, А.В. Занегин // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2024. – Т. 18, № 10. – С. 34-43.

12. Leokhin, Yu. Modification of the XGBoost Machine Learning Algorithm for Sales Forecasting / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin, S. Dymkova // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/

WECONF69969.2026.11553841.
13. Леохин, Ю.Л. Разработка методов и алгоритмов решения задач управления в организационных системах торговых компаний / Ю.Л. Леохин, С.С. Дымкова, Т.Д. Фатхулин, И.С. Зозуля // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2026. – Т. 20, № 3. – С. 43-52.
14. Леохин, Ю.Л. Методы и алгоритмы интеллектуальной поддержки принятия управленческих решений в организационных системах торговых компаний / Ю.Л. Леохин, С.С. Дымкова, Т.Д. Фатхулин, И.С. Зозуля // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2025. – Т. 19, № 12. – С. 44-50.
15. Fatkhulin, T. Researching the Efficiency of Source Code Defect Prediction Using a Modified XGBoost Algorithm / T. Fatkhulin, Yu. Leokhin, S. Dymkova // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553780.
16. Леохин, Ю.Л. Методы прогнозирования дефектов в программных продуктах на основе ретроспективной и текущей информации / Ю.Л. Леохин, С.С. Дымкова, Т.Д. Фатхулин, А.А. Мяличева // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2026. – Т. 20, № 1. – С. 52-59.
17. Leokhin, Yu. Computer Vision Methods in Applied Problems of Classifying Objects in Images / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin, K. Boitsov // 2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/WECONF65186.2025.11017109.
18. O'Shea, T.J. Radio Machine Learning Dataset Generation with GNU Radio / T.J. O'Shea, N. West // Proceedings of the GNU Radio Conference. – 2016.
19. Мыров, Д.О. Проектирование масштабируемых систем контроля и управления доступом с распознаванием лиц / Д.О. Мыров, А.В. Готин, Л.О. Мырова // Электросвязь. – 2025. – № 5. – С. 59-67.
20. Мыров, Д.О. Реализация системы контроля доступа с использованием биометрической аутентификации по лицу / Д.О. Мыров, А.В. Готин // Электросвязь. – 2024. – № 12-1. – С. 45-53.
21. Kingma, D.P. Adam: A method for stochastic optimization / D.P. Kingma, J. Ba // arXiv preprint arXiv:1412.6980. – 2014.
22. Hochreiter, S. Long short-term memory / S. Hochreiter, J. Schmidhuber // Neural Computation. – 1997. – Vol. 9, No. 8. – P. 1735-1780.
23. Цветнов, В.В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: МАИ, 1998. – 248 с.

Получено 03.08.2026;
принято к печати 07.08.2026

Investigation of the applicability of convolutional and recurrent neural networks for satellite communication channel control under radio interference conditions

Yu.L. Leokhin, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), professor, Dr.Sci.(Tech.); y.l.leokhin@mtuci.ru
D.O. Myrov, MTUCI, master's student; myrov.dima2016@yandex.ru
S.Yu. Byvatov, MTUCI, master's student; byvatovsem@gmail.com

Abstract. The article discusses the problem of improving the efficiency of modern satellite communication systems operating under the conditions of frequency and energy resource shortages and complex signal and interference environments. It is shown that traditional adaptive control methods based on static tables have high reactivity and cannot differentiate natural atmospheric attenuation from intentional radio interference. To solve this problem, an architecture for cognitive control of a satellite radio channel based on machine learning methods is proposed. An experimental study of algorithms for three related tasks was conducted: time series classification using one-dimensional convolutional neural networks, atmospheric attenuation forecasting using long short-term memory recurrent networks, and recognition of intentional interference spectrograms based on two-dimensional convolutional neural networks. The optimal hyperparameters of the models are justified. It is proven that the use of recurrent neural networks effectively smooths out high-frequency noise and predicts signal level drops, while two-dimensional convolutional networks provide high accuracy in localizing interference on spectrograms. The concept of an intelligent agent based on deep reinforcement learning for the proactive synthesis of optimal transmission modes is proposed.

Keywords: satellite communication systems, adaptive channel control, machine learning, intentional radio interference, convolutional neural networks, time series forecasting, deep reinforcement learning, signal spectrogram.
For citation: Leokhin, Yu.L. Investigation of the applicability of convolutional and recurrent neural networks for satellite communication channel control under radio interference conditions / Yu.L. Leokhin, D.O. Myrov, S.Yu. Byvatov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 63-74. (in russian)

REFERENCES

1. Panteleimonov, I.N. Main directions of the concept of building a promising multi-satellite data relay constellation from small spacecraft in low orbits / I.N. Panteleimonov, V.A. Shuvalov, V.S. Nushtaeva et al. // K.E. Tsiolkovsky. Problems of industrialization of space and rational use of earth resources: Materials of the 60th Scientific Readings. – Kaluga, 2025. – P. 52-54. (in russian)

2. Program for calculating the orbital construction of multi-satellite communication systems in polar and quasi-polar circular orbits / Panteleimonov I.N., Myrov D.O., Zakharov A.A., Nushtaeva V.S. – Computer program registration certificate RU 2025687233, 08.10.2025. (in russian)

3. Leokhin, Yu. Development of a Mathematical Model for Analysis of the Information Structure of a Software-Defined Optical Network / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin // 2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation. – DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092172.

4. Leokhin, Yu.L. Approach to Estimating the Probability of Providing "Cloud" Services in the SDN / Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications.

5. Leokhin, Yu.L. Evaluation of Service Availability in Software-Defined Optical Network / Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416122.

6. Somov, A.M. Satellite Communication Systems: a textbook for universities / A.M. Somov, S.F. Kornev. – Moscow: Goryachaya Liniya-Telekom, 2012. – 244 p. (in russian)

7. ITU-R Recommendation P.618-13 (12/2017). Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems.

8. ETSI EN 302 307-2 V1.1.1 (2014-10). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X).

9. Myrov, D.O. Improving the efficiency of using big data processing algorithms / D.O. Myrov, A.V. Gotin, D.V. Kalkhitashvili // Electrosvyaz. – 2024. – No. 5. – P. 58-62. (in russian)

10. Leokhin, Yu.L. Machine learning methods in applied problems of forecasting dynamically changing data / Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin // T-Comm. – 2025. – Vol. 19, No. 8. – P. 49-63.

11. Vishnevsky, V.M. Machine learning methods in solving the problem of forecasting demand for certain types of goods / V.M. Vishnevsky, Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin, A.V. Zanegin // T-Comm. – 2024. – Vol. 18, No. 10. – P. 34-43. (in russian)

12. Leokhin, Yu. Modification of the XGBoost Machine Learning Algorithm for Sales Forecasting / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin, S. Dymkova // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553841.

13. Leokhin, Yu.L. Development of methods and algorithms for solving management problems in organizational systems of trading companies / Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, I.S. Zozulya // T-Comm. – 2026. – Vol. 20, No. 3. – P. 43-52. (in russian)

14. Leokhin, Yu.L. Methods and algorithms for intellectual support of management decision-making in organizational systems of trading companies / Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, I.S. Zozulya // T-Comm. – 2025. – Vol. 19, No. 12. – P. 44-50. (in russian)

15. Fatkhulin, T. Researching the Efficiency of Source Code Defect Prediction Using a Modified XGBoost Algorithm / T. Fatkhulin, Yu. Leokhin, S. Dymkova // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553780.

16. Leokhin, Yu.L. Methods for predicting defects in software products based on retrospective and current information / Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, A.A. Myalicheva // T-Comm. – 2026. – Vol. 20, No. 1. – P. 52-59. (in russian)

17. Leokhin, Yu. Computer Vision Methods in Applied Problems of Classifying Objects in Images / Yu. Leokhin, T. Fatkhulin, K. Boitsov // 2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – DOI: 10.1109/WECONF65186.2025.11017109.

18. O'Shea, T.J. Radio Machine Learning Dataset Generation with GNU Radio / T.J. O'Shea, N. West // Proceedings of the GNU Radio Conference. – 2016.

19. Myrov, D.O. Designing scalable access control systems and management with face recognition / D.O. Myrov, A.V. Gotin, L.O. Mirova // Electrosvyaz. – 2025. – No. 5. – P. 59-67. (in russian)

20. Myrov, D.O. Implementation of access control system using biometric authentication by face / D.O. Myrov, A.V. Gotin // Electrosvyaz. – 2024. – No. 12-1. – P. 45-53. (in russian)

21. Kingma, D.P. Adam: A method for stochastic optimization / D.P. Kingma, J. Ba // arXiv preprint arXiv:1412.6980. – 2014.

22. Hochreiter, S. Long short-term memory / S. Hochreiter, J. Schmidhuber // Neural Computation. – 1997. – Vol. 9, No. 8. – P. 1735-1780.

23. Tsvetnov, V.V. Radioelectronic warfare: radio clandestine and radio countermeasures / V.V. Tsvetnov, V.P. Demin, A.I. Kupriyanov. – Moscow: Moscow Aviation Institute, 1998. – 248 p. (in russian)

Экспериментальное исследование применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб

Д.А. Шеремет, филиал компании «ТМК Технический Сервис» ПАО «Трубная Металлургическая Компания» в г. Волжский, ведущий инженер АСУТП, Волгоградский государственный технический университет (ВолгГТУ), аспирант; sheremetdeni2@mail.ru
В.А. Носенко, Волжский политехнический институт (филиал) ВолгГТУ, профессор, д.т.н.; vladim.nosenko2014@yandex.ru
А.А. Силаев, Волжский политехнический институт (филиал) ВолгГТУ, доцент, к.т.н.; aa_silaev@mail.ru

УДК 621.396.6: 621.774 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.008

Аннотация. *Представлены результаты исследования в лабораторных условиях применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб для условий трубоэлектросварочного производства. Определено влияние освещённости и скорости движения на успешность распознавания QR-кода и цифровой надписи, а также влияние ориентации метки (вертикальная/горизонтальная) и угла поворота трубы на стабильность считывания RFID. Показано, что у оптических методов в базовой конфигурации успешность распознавания в движении снижается даже при освещённости, характерной для производственных условий, тогда как RFID-система на базе серийного оборудования при вертикальной ориентации метки обеспечивает стабильное считывание. В условиях движения труб для достижения сопоставимой с RFID надёжности распознавания оптические методы требуют специализированных программно-аппаратных модификаций. Полученные результаты могут быть использованы при обосновании выбора технологии идентификации для конкретных условий трубоэлектросварочного производства.*

Ключевые слова: *стальные трубы, UHF RFID, антиметаллические метки, машинное зрение, распознавание QR-кодов и цифровой маркировки, идентификация в движении.*

Для цитирования: *Шеремет, Д.А. Экспериментальное исследование применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб / Д.А. Шеремет, В.А. Носенко, А.А. Силаев // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 75-83.*

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение прослеживаемости продукции на всех этапах производства является одной из ключевых задач современной металлургии. В трубоэлектросварочном производстве изделия перемещаются по рольгангу в непрерывном потоке с произвольной угловой ориентацией, что делает автоматическую идентификацию каждой единицы продукции нетривиальной инженерной задачей [1], особенно при необходимости считывания в движении.

На практике сложились два основных подхода: оптический (распознавание QR-кодов, штрих-кодов или цифровых надписей с помощью камер) и радиочастотный (RFID-метки, идентификация которых осуществляется по радиоканалу). Оба направления активно развиваются как в России, так и за рубежом [2–4].

Вопрос динамического считывания RFID на движущихся объектах рассматривался в ряде зарубежных работ [5–8], однако они ориентированы на конвейерные системы с контролируемыми условиями. Российские исследования [9, 10] носят обзорный характер и не содержат экспериментальных данных о сравнении технологий в динамике применительно к трубам большого диаметра. В металлургии известны примеры применения оптических методов для идентификации сталеразливочных ковшей [11–13] и для обнаружения маркировки слябов [14]. Однако такие решения используют сложное специализированное оборудование, включая камеры с приближением, и ориентированы на иную совокупность условий: медленно движущиеся крупные объекты, возможность остановки и высокие температуры. Эти особенности не позволяют напрямую перенести подобные решения на задачу идентификации движущихся труб.

Следует отметить, что распространённое мнение о неработоспособности RFID на металлических поверхностях нашло отражение и в научной литературе. В ранней работе авторов на основе обзора доступных средств идентификации был сделан вывод о предпочтительности оптических методов (в частности, лазерной маркировки) перед RFID, поскольку считалось, что RFID-метки на металле не обеспечивают стабильного считывания [15]. Однако последующие эксперименты показали, что при правильном выборе зоны размещения RFID-метки обеспечивают стабильное считывание, что ставит под сомнение

распространённое представление о неработоспособности RFID на металлических поверхностях [16].

Для стабильной работы оптической идентификации в условиях движущегося производства требуются дополнительные капитальные и эксплуатационные затраты: автоматизированное нанесение маркировки на предварительно очищенную поверхность, специализированные камеры, постоянное искусственное освещение, мощные вычислительные ресурсы и регулярное обслуживание оптики в условиях высокой запылённости цеха. Эти факторы требуют комплексного подхода к оценке применимости оптических методов для конкретных производственных условий.

Целью настоящей работы является экспериментальное исследование применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб для обоснования выбора технологии в условиях трубоэлектросварочного производства. Научная новизна работы заключается в получении новых экспериментальных данных о сравнительной эффективности оптической и RFID-идентификации движущихся стальных труб при варьировании освещённости, скорости движения и ориентации метки, а также в выявлении условий, необходимых для корректной работы оптических методов в трубоэлектросварочном производстве.

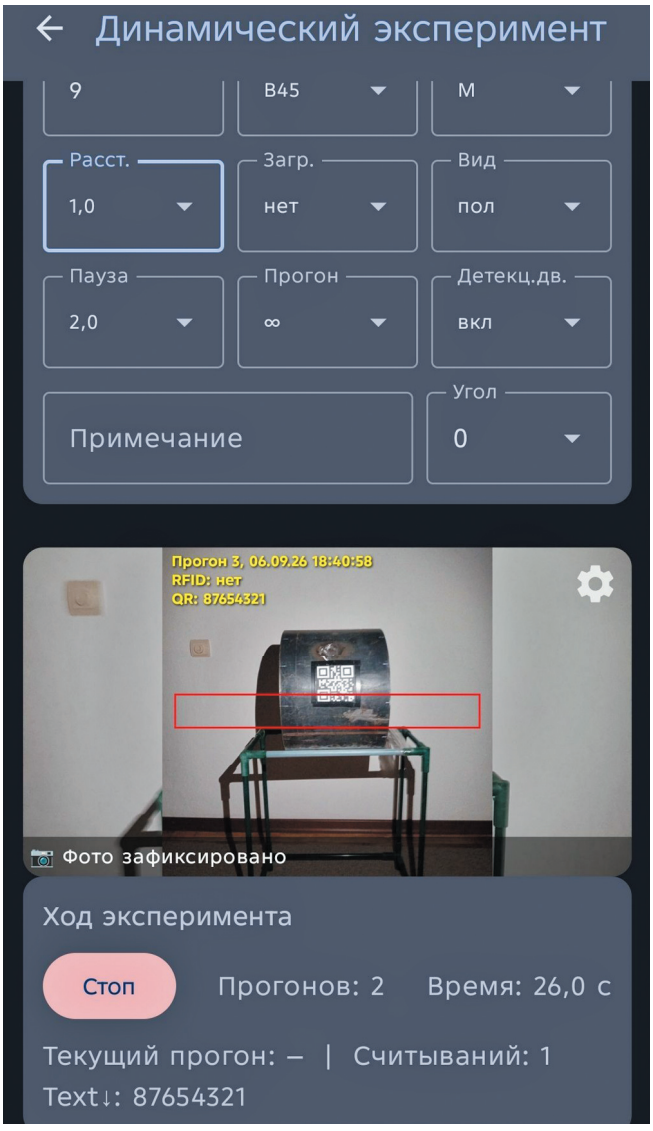
МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ОЦЕНКЕ ОПТИЧЕСКОЙ И RFID-ИДЕНТИФИКАЦИИ ТРУБ

В ходе экспериментального исследования были выполнены замеры оптического распознавания (QR-код и цифровая надпись) и RFID-считывания при движении образца трубы; для каждого метода была оценена доля успешных прогонов при скоростях 0,5 и 1,0 м/с и освещённости 500, 2000 и 10000 люкс; для RFID дополнительно было оценено среднее число считываний за прогон ($N_{ср}$) при вертикальной и горизонтальной ориентации метки. Отличительной особенностью проведённого исследования являлась одновременная фиксация результатов оптического распознавания и RFID-считывания в каждом прогоне, а также комплексный учёт трёх факторов (освещённости, скорости движения и ориентации метки).

Эксперимент проводили на лабораторном образце стальной трубы (сталь К60, Ø380 мм, длина 275 мм, толщина стенки 4 мм). Образец был выбран для удобства проведения эксперимента на начальном этапе пилотных исследований. При этом его электродинамические свойства соответствовали поведению RFID-меток на стальных трубах в реальных производственных условиях [16].

На поверхность трубы была нанесена контрастная маркировка: QR-код (размер 10×10 см, сформированный стандартным онлайн-генератором, белый по чёрному фону, значение 87654321) и цифровая надпись (шрифт Aero Matics Stencil, высота 5 см, длина 12,5 см, белый по чёрному фону, значение 5470). Выбор размера маркировки и расстояния до камеры 1,0 м был обусловлен эмпирическим правилом 10:1, рекомендованному в отраслевых руководствах и согласующемуся с требованиями стандарта ISO/IEC 18004, согласно которому для надёжного считывания QR-кода с расстояния 1,0 м минимальный размер кода должен составлять 10 см [17]. Цифровая надпись высотой 5 см и длиной 12,5 см была выбрана как сопоставимый по размеру с QR-кодом объект для распознавания, что позволяло корректно сравнивать эффективность двух типов маркировки. Различное количество символов в QR-коде и надписи было выбрано намеренно, поскольку в рамках пилотного эксперимента не ставилась задача строгого сравне-

Рисунок 1
Внешний вид интерфейса и демонстрация работы разработанного приложения на этапе распознавания



ния алгоритмов распознавания, необходимо было оценить принципиальную возможность считывания обоих типов маркировки в движении.

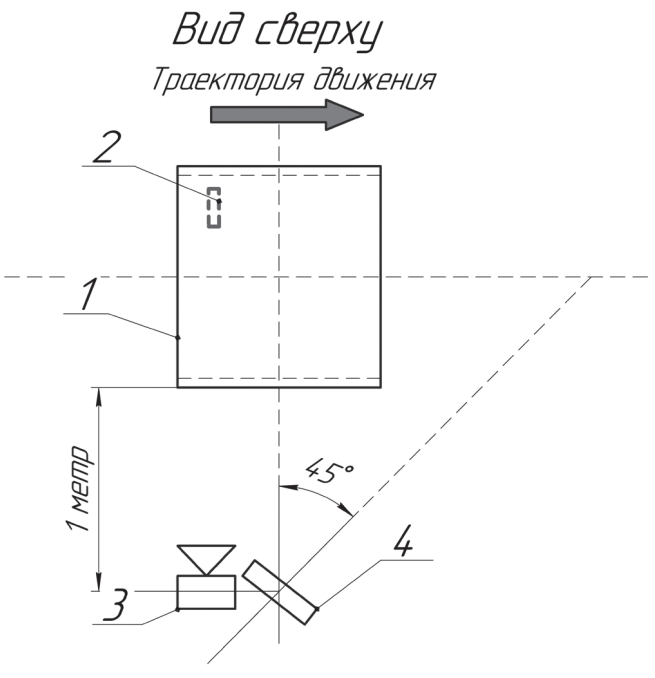
Для оптической идентификации использовали камеру смартфона со следующими техническими характеристиками: широкоугольный сенсор, разрешение 108 Мп, размер пикселя 0,7 мкм, фазовый автофокус, поддержка видеосъёмки 1080p@60fps. Для проведения и фиксации эксперимента использовали разработанное мобильное приложение, в которое были интегрированы стандартные библиотеки ML Kit Text Recognition (версия 16.0.1) для распознавания цифровой надписи и ML Kit Barcode Scanning (версия 17.3.0) для распознавания QR-кодов. Программное обеспечение было реализовано на языке Kotlin. При попадании трубы в зону фиксации выполнялась фотофиксация кадра, после чего параллельно запускались два модуля распознавания: текстовый (Text Recognition API) и QR-кодов (Barcode Scanning API). Результаты сопоставлялись с данными RFID-считывателя и сохранялись в CSV-файл для последующей статистической обработки. Внешний вид интерфейса и демонстрация работы разработанного приложения на этапе распознавания приведены на рис. 1.

Выбор камеры смартфона и стандартных библиотек был обусловлен их доступностью и репрезентативностью как массового оптического устройства, что позволяло оценить принципиальную возможность оптической идентификации без дополнительных затрат на специализированное оборудование. В научной литературе представлены специализированные алгоритмы, направленные на распознавание смазанных QR-кодов, в том числе на основе нейросетей и методов машинного зрения [18, 19]. Однако их применение в рамках настоящей работы не преследовалось, поскольку это усложнило бы систему и сместило фокус с выбора технологии идентификации на выбор алгоритма распознавания, что является отдельной задачей. Камера была стационарно закреплена на штативе на расстоянии 1,0 м от оси движения образца трубы, перпендикулярно к ней.

Для RFID-идентификации применяли стационарный UHF-считыватель TY001 со встроенной антенной с круговой поляризацией и антиметаллическую метку ABS-9640 (чип Alien Higgs 9) с магнитным креплением, которую размещали во внутренней полости трубы в вертикальной и горизонтальной ориентациях. Считыватель был закреплён на штативе на том же расстоянии от оси движущейся трубы, что и камера (1,0 м), но под углом 45° к оси для направления радиосигнала на метку через открытый торец трубы. Схема проведения эксперимента приведена на рис. 2, где 1 – образец трубы; 2 – RFID-метка; 3 – смартфон с камерой; 4 – RFID-считыватель TY001.

Эксперимент проводили при естественном и искусственном освещении. Уровень освещённости в разных сериях опытов составлял от 500 до 10000 люкс и контролировался приложением-люксметром на смартфоне. Скорость задавал оператор, перемещавший тележку с образцом в двух диапазонах: около 0,5 м/с и около 1,0 м/с, что соответствует реальным транспортным скоростям труб в условиях рассматриваемого производства. Фактическое значение скорости фиксировали хронометражем. Для каждой комбинации условий выполнялось по 20 прогонов. Такое количество выбрано как компромисс между трудоёмкостью и достаточностью для выявления принципиальных различий между условиями на этапе пилотного исследования. Для оценки влияния пространственного положения RFID-метки на стабильность считывания в динамике угол поворота трубы относительно считывателя изменяли в четырёх основных положениях: 0°, 90°, 180°, 270°. Дополнительно фиксировали ориентацию самой метки (вертикальная/горизонтальная). Считывание RFID-метки регистрировали на протяжении всего времени нахождения трубы в зоне действия считывателя и фиксировали суммарное число успешных считываний за каждый прогон. Прогон считался успешным, если во время него было зафиксировано хотя бы одно успешное распознавание маркировки (QR-кода или цифровой надписи) или хотя бы одно считывание RFID-метки. Для обоих методов фиксировали долю таких прогонов, для RFID дополнительно оценивалось среднее число считываний за прогон

Рисунок 2
Схема проведения эксперимента



($N_{ср}$) как среднее арифметическое по 20 прогонам, что позволяет судить о стабильности считывания, а не только о факте обнаружения.

При выборе оборудования для оптической и радиочастотной идентификации использовали устройства и программные средства, относящиеся к доступному репрезентативному сегменту: камера смартфона со стандартными библиотеками распознавания и бюджетный UHF-считыватель с пассивной меткой. Такой подход позволял оценить принципиальную применимость каждой технологии в условиях, близких к реальным, без дополнительных затрат на специализированное оборудование, и не ставил целью выявление наилучшего аппаратного решения.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

В ходе экспериментального исследования были получены данные о доле успешных прогонов при оптическом распознавании (QR-код и цифровая надпись) и RFID-считывании в процессе движения образца трубы. Результаты сведены в табл. 1. Для каждого режима указана доля из 20 успешных прогонов. Для RFID приведены данные только для вертикальной ориентации метки, усреднённые по четырём углам поворота трубы (0°, 90°, 180°, 270°). Дополнительно для RFID указано среднее число считываний за прогон ($N_{ср}$).

Как видно из табл. 1, оптическое распознавание демонстрирует устойчивую зависимость от освещённости и скорости. При снижении освещённости с 10000 до 500 люкс успешность распознавания QR-кода падает с 85% до 30% при скорости движения 0,5 м/с и с 50% до 5% при 1,0 м/с. Цифровая надпись показывает более высокие значения, но также деградирует: при скорости 1,0 м/с и освещённости 500 люкс её успешность составляет лишь 20%. Важно отметить, что освещённость 2000 люкс

Таблица 1
Сравнение успешности оптической и RFID-идентификации в движении

Скорость, м/с	Освещение, люкс	Оптическое распознавание		RFID распознавание, (%)/$N_{ср}$
		QR-код, %	Надпись, %	
0,5	10000	17/20 (85%)	18/20 (90%)	20/20 (100%) / 77
	2000	11/20 (55%)	15/20 (75%)	20/20 (100%) / 75
	500	6/20 (30%)	12/20 (60%)	20/20 (100%) / 84
1,0	10000	10/20 (50%)	13/20 (65%)	20/20 (100%) / 34
	2000	4/20 (20%)	7/20 (35%)	20/20 (100%) / 28
	500	1/20 (5%)	4/20 (20%)	20/20 (100%) / 36

соответствует хорошему производственному освещению, однако даже в этих условиях оптическое распознавание в движении оказывается нестабильным. При скорости 1,0 м/с, соответствующей верхней границе транспортных скоростей труб в рассматриваемом производстве, успешность распознавания QR-кода составляет 20%, а цифровой надписи – 35%, что не обеспечивает надёжной идентификации в производственном потоке.

Для всех долей успешных прогонов были рассчитаны 95%-ные доверительные интервалы по методу Клоппера–Пирсона [20]. Например, в идеальных условиях (0,5 м/с, 10000 люкс) интервал для QR-кода (17/20, 85%) составил (62,1%; 96,8%), а для RFID (20/20, 100%) – (83,2%; 100%). Эти интервалы пересекаются, поэтому нельзя утверждать, что в таких условиях RFID достоверно превосходит оптику. Однако при ухудшении условий (1,0 м/с, 500 люкс) интервал для QR-кода (1/20, 5%) равен (0,1%; 24,9%), а для RFID (20/20, 100%) интервал равен (83,2%; 100%). Эти интервалы не пересекаются, значит, различие между методами в этих условиях не случайно и RFID действительно надёжнее.

Поскольку QR-код и цифровая надпись несут разный объём информации, их сравнение не является строгим. Однако в рамках данной работы оценивалась принципиальная возможность считывания обоих типов маркировки в движении. Было отмечено, что QR-код более чувствителен к снижению качества изображения, чем цифровая надпись, что объясняется различием в алгоритмах декодирования [18].

Примеры успешного и неудачного оптического распознавания приведены на рис. 3–5. Они наглядно демонстрируют, как условия съёмки влияют на читаемость маркировки – от полного распознавания при хорошем освещении до ошибок и полной нечитаемости при смазывании, бликах и недостатке света.

В отличие от оптических методов, RFID-система при вертикальной ориентации метки показала стабильные результаты. Влияние ориентации метки на стабильность считывания представлено в табл. 2, где данные приведены для освещённости 2000 люкс.

Данные табл. 2 показывают, что вертикальная ориентация метки обеспечивает 100% успешных прогонов при всех углах и скоростях. Горизонтальная ориентация нестабильна, её успешность сильно зависит от угла (25–95%). Наименьшие значения наблюдаются при углах 90° и 270°, что объясняется рассогласованием поляризации, а также тем, что внутри металлической трубы электрическое поле направлено поперёк

Рисунок 3
Распознавание QR-кода при: (*а*) 0,5 м/с, 10000 люкс – распознан; (*б*) 1,0 м/с, 500 люкс – не распознан (смазывание при движении и низкая освещенность)



а) *б*)

Рисунок 4
Распознавание надписи при: (*а*) 0,5 м/с, 10000 люкс – распознан; (*б*) 1,0 м/с, 500 люкс – ошибка распознавания (5A70 вместо 5470)



а) *б*)

оси, и продольное (горизонтальное) расположение метки оказывается неэффективным [21]. Таким образом, для практического применения рекомендуется вертикальная ориентация метки.

Следует отметить, что в условиях трубоэлектросварочного производства нагрев носит локальный характер, высокие температуры достигаются только в узкой зоне сварного шва, тогда как основной объем

Рисунок 5
Нечитаемая маркировка при: (*а*) 0,5 м/с, 500 люкс – блики от искусственного освещения; (*б*) 1,0 м/с, 2000 люкс – смазанное изображение, сумерки, неоптимальный угол



а)



б)

Таблица 2
Зависимость считывания RFID от ориентации метки и угла поворота трубы

Скорость, м/с	Угол, град.	RFID распознавание, вертикальное положение метки, успешных прогонов из 20, (%)/$N_{ср}$	RFID распознавание, горизонтальное положение метки, успешных прогонов из 20, (%)/$N_{ср}$
0,5	0	20/20 (100%) / 68	18/20 (90%) / 11
	90	20/20 (100%) / 82	6/20 (30%) / 2
	180	20/20 (100%) / 74	19/20 (95%) / 16
	270	20/20 (100%) / 76	14/20 (70%) / 6
1,0	0	20/20 (100%) / 31	17/20 (85%) / 6
	90	20/20 (100%) / 25	5/20 (25%) / 1
	180	20/20 (100%) / 27	18/20 (90%) / 9
	270	20/20 (100%) / 29	12/20 (60%) / 2

трубы, включая внутреннюю полость, где размещается метка, не подвергается такому воздействию. Температура поверхности в местах размещения метки не превышает 70–80°C, что принципиально отличает данное производство от горячего проката или сталеразливочных ковшей. Это упрощает применение RFID и позволяет использовать стандартные антиметаллические метки без теплозащиты [22].

Оптическая же идентификация, как показали эксперименты, для достижения сопоставимой с RFID надёжности требует значительно более сложной и дорогостоящей инфраструктуры. В базовой конфигурации с камерой смартфона и стандартными библиотеками распознавания без дополнительных капитальных затрат она не обеспечивает приемлемого качества. Даже при освещённости 2000 люкс успешность распознавания QR-кода не превышает 55% при скорости движения трубы 0,5 м/с и падает до 20% при 1,0 м/с, а цифровой надписи – 75% и 35% соответственно. Это подтверждает отмеченное во введении положение о том, что для выхода на уровень надёжности, со-

поставимый с RFID, необходимы автоматизированное нанесение маркировки на предварительно очищенную поверхность, специализированные камеры, постоянное искусственное освещение и мощные вычислительные ресурсы. В условиях трубоэлектросварочного производства реализация всего комплекса мер приводит к существенному росту капитальных и эксплуатационных затрат, что делает оптическую идентификацию экономически нецелесообразной. Таким образом, для условий данного производства RFID является более целесообразным решением.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено экспериментальное исследование применимости оптической и радиочастотной идентификации движущихся стальных труб в трубоэлектросварочном производстве. Показано, что для стабильного оптического распознавания при перемещении труб в производственном потоке требуется комплекс мер: специализированное программное обеспечение обработки изображений, специализированные промышленные камеры, постоянное рассеянное освещение, а также регулярное обслуживание оптики в условиях высокой запылённости цехов.

В отличие от оптической идентификации, RFID-система на базе доступного серийного оборудования и стандартных антиметаллических меток обеспечила стабильное считывание при вертикальной ориентации меток. Это позволяет считать технологию RFID более перспективной для дальнейших исследований, а также более целесообразным решением для идентификации движущихся труб в трубоэлектросварочном производстве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гаврилов, Е.В. Обзор систем радиочастотной идентификации (RFID): Анализ технологических решений и областей применения [Электронный ресурс] / Е.В. Гаврилов // Universum: технические науки. – 2024. – № 4(121). – https://7universum.com/ru/tech/archive/item/17316 (дата обращения: 10.09.2026). – DOI: 10.32743/UniTech.2024.121.4.17316.

2. Копылов, И.В. Идентификация маркировок рулонов металлопроката / И.В. Копылов, А.В. Казаков, Л.Л. Малыгин // Вестник Череповецкого государственного университета. – 2016. – № 5(74). – С. 12-15.

3. Zhou, J. Iron and steel ladles tracking management system based on RFID and WLAN / J. Zhou, D. Niu, Q. Li, J. Liu // The Journal of Engineering. – 2019. – Vol. 2019, No. 22. – P. 8310-8314. – DOI: 10.1049/joe.2019.1066.

4. Панищев, В.С. Метод распознавания текстовых данных на изображениях / В.С. Панищев, О.О. Хомяков, Д.В. Титов, С.И. Егоров // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2023. – № 4(234). – С. 57-65.

5. Oh, C. Variation of signal strength and electromagnetic field pattern in conveyor-based radio frequency identification systems / C. Oh, D. Veeramani // International Journal of Radio Frequency Identification Technology and Applications. – 2011. – Vol. 3, No. 3. – P. 181-194.

6. Wang, X. Experimental study on RFID performance factors of conveyor belt system using DOE methodology / X. Wang, D. Wang // 2010 Second International Conference on Future Networks. – IEEE, 2010. – P. 139-143.

7. Simon, L. Speed adjustment algorithm for an RFID reader and conveyor belt system performing dynamic framed slotted aloha / L. Simon, P. Saengudomlert, U. Ketprom // 2008 IEEE International Conference on RFID. – IEEE, 2008. – P. 199-206.

8. Xu, J. A sorting algorithm for RFID tags moving on a conveyor belt / J. Xu, L. Yang, Q. Liu et al. // 2018 IEEE International Conference on RFID (RFID). – DOI: 10.1109/RFID.2018.8376191.

9. Зиборов, И.А. Применения RFID технологий в деятельности различных субъектах хозяйствования [Электронный ресурс] / И.А. Зиборов // Молодой ученый. – 2009. – № 12(12). – С. 17-22. – https://moluch.ru/archive/12/882/ (дата обращения: 10.09.2026).

10. Новикова, А.А. Сравнительный анализ технологий идентификации товаров при цифровизации производственных процессов / А.А. Новикова // Радиотехника и электроника: сборник материалов 59-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов, Минск, апрель 2023. – Минск: БГУИР, 2023. – С. 57-58.

11. Murugan, K. Automatic Ladle Tracking with Object Detection and OCR in Steel Melting Shops / K. Murugan, M. Senthilmurugan, V.V. Senthilkumar et al. // Engineering Proceedings. – 2025. – Vol. 95, No. 1. – article 11. – DOI: 10.3390/engproceedings2025095011.

12. Zhao, J. YOLOv8 Detection and Improved BOT-SORT Tracking Algorithm for Iron Ladles / J. Zhao, J. Chen // ICIGP'24: 2024 7th International Conference on Image and Graphics Processing. – P. 409-415. – DOI: 10.1145/3647649.3647713.

13. Selim, M. Vision-Based Ladle Monitoring System for Steel Factories / M. Selim, P. López de Uralde, J. Mata et al. // Proceedings of the 1st European Symposium on Artificial Intelligence in Manufacturing (ESAIM-2023). – P. 185-194.

14. Провоторов, А.В. Методика поэтапного обнаружения маркировки слябов [Электронный ресурс] / А.В. Провоторов, А.А. Орлов // Современные проблемы науки и образования. – 2012. – № 6. – статья 98. – https://science-education.ru/ru/article/view?id=7845 (дата обращения: 10.09.2026).

15. Шеремет, Д.А. Средства идентификации и прослеживаемости продукции, представленные на российском рынке для производства труб большого диаметра [Электронный ресурс] / Д.А. Шеремет, В.А. Носенко, А.А. Силаев // Инженерный вестник Дона. – 2024. – № 4. – http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2024/9168 (дата обращения: 10.09.2026).

16. 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.

17. ISO/IEC 18004:2024. Information technology – Automatic identification and data capture techniques – QR Code bar code symbology specification.
18. Dong, H. An Algorithm for the Recognition of Motion-Blurred QR Codes Based on Generative Adversarial Networks and Attention Mechanisms / H. Dong, H. Liu, M. Li et al. // International Journal of Computational Intelligence Systems. – 2024. – Vol. 17, No. 83. – DOI: 10.1007/s44196-024-00462-5.
19. Фомин, А.В. Идентификация маркировки стальных заготовок в СПЦ-1 АО «Оскольский электрометаллургический комбинат им. А.А. Угарова» на основе нейросетевого подхода / А.В. Фомин, А.И. Глущенко, Д.А. Полещенко, И.С. Зорин // Управление большими системами. – 2022. – Вып. 95. – С. 62-78. – DOI: 10.25728/ubs.2022.95.4.
20. Clopper, C.J. The use of confidence or fiducial limits illustrated in the case of the binomial / C.J. Clopper, E.S. Pearson // Biometrika. – 1934. – Vol. 26, No. 4. – P. 404-413.
21. Michel, A. On RFID Tag Detection Inside Metal Pipes / A. Michel, P. Nepa, M.R. Pino // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608589.
22. Jancar, D. Use of Numerical Methods for the Design of Thermal Protection of an RFID-Based Contactless Identification System of Ladles / D. Jancar, M. Machu, M. Velicka et al. // Metals. – 2022. – Vol. 12, No. 7. – article 1163. – DOI: 10.3390/met12071163.

Получено 14.09.2026;
принято к печати 17.09.2026

Experimental study of the applicability of optical and radio frequency identification of moving steel pipes

D.A. Sheremet, branch of TMK Technical Service in Volzhsky, leading automation engineer, Volgograd State Technical University, postgraduate; 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 results of a study under laboratory conditions on the applicability of optical and radio frequency identification of moving steel pipes for electric-welded pipe production conditions are presented. The influence of illumination and motion speed on the recognition success of QR codes and digital markings was determined, as well as the influence of tag orientation (vertical/horizontal) and pipe rotation angle on RFID reading stability. It is shown that for optical methods in a basic configuration, recognition success in motion decreases even under illumination typical of production conditions, whereas an RFID system based on serial equipment with vertical tag orientation ensures stable reading. In conditions of pipe movement, to achieve identification reliability comparable to RFID, optical methods require specialized software and hardware modifications. The obtained results can be used to substantiate the choice of identification technology for specific conditions of electric-welded pipe production.

Keywords: steel pipes, UHF RFID, anti-metal tags, machine vision, recognition of QR codes and digital markings, identification in motion.
For citation: Sheremet, D.A. Experimental study of the applicability of optical and radio frequency identification of moving steel pipes / D.A. Sheremet, V.A. Nosenko, A.A. Silaev // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 75-83. (in russian)

REFERENCES

1. Gavrilov, E.V. Review of radio frequency identification (RFID) systems: Analysis of technological solutions and application areas / E.V. Gavrilov // Universum: Technical Sciences. – 2024. – No. 4(121). – https://7universum.com/ru/tech/archive/item/17316. – DOI: 10.32743/UniTech.2024.121.4.17316. (in russian)
2. Kopylov, I.V. Identification of markings of rolled metal coils / I.V. Kopylov, A.V. Kazakov, L.L. Malygin // Bulletin of Cherepovets State University. – 2016. – No. 5(74). – P. 12-15. (in russian)
3. Zhou, J. Iron and steel ladles tracking management system based on RFID and WLAN / J. Zhou, D. Niu, Q. Li, J. Liu // The Journal of Engineering. – 2019. – Vol. 2019, No. 22. – P. 8310-8314. – DOI: 10.1049/joe.2019.1066.
4. Panishchev, V.S. Method for recognizing text data in images / V.S. Panishchev, O.O. Khomyakov, D.V. Titov, S.I. Egorov // Proceedings of the Southern Federal University. Technical Sciences. – 2023. – No. 4(234). – P. 57-65. (in russian)
5. Oh, C. Variation of signal strength and electromagnetic field pattern in conveyor-based radio frequency identification systems / C. Oh, D. Veeramani // International Journal of Radio Frequency Identification Technology and Applications. – 2011. – Vol. 3, No. 3. – P. 181-194.
6. Wang, X. Experimental study on RFID performance factors of conveyor belt system using DOE methodology / X. Wang, D. Wang // 2010 Second International Conference on Future Networks. – IEEE, 2010. – P. 139-143.
7. Simon, L. Speed adjustment algorithm for an RFID reader and conveyor belt system

performing dynamic framed slotted aloha / L. Simon, P. Saengudomlert, U. Ketprom // 2008 IEEE International Conference on RFID. – IEEE, 2008. – P. 199-206.

8. Xu, J. A sorting algorithm for RFID tags moving on a conveyor belt / J. Xu, L. Yang, Q. Liu et al. // 2018 IEEE International Conference on RFID (RFID). – DOI: 10.1109/RFID.2018.8376191.

9. Ziborov, I.A. Applications of RFID technologies in the activities of various economic entities [Electronic resource] / I.A. Ziborov // Young Scientist. – 2009. – No. 12(12). – P. 17-22. – URL: https://moluch.ru/archive/12/882/. (in russian)

10. Novikova, A.A. Comparative analysis of product identification technologies in digitalization of production processes / A.A. Novikova // Radio Engineering and Electronics: Collection of Materials of the 59th Scientific Conference of Postgraduates, Undergraduates and Students, Minsk, April 2023. – Minsk: BSUIR, 2023. – P. 57-58. (in russian)

11. Murugan, K. Automatic Ladle Tracking with Object Detection and OCR in Steel Melting Shops / K. Murugan, M. Senthilmurugan, V.V. Senthilkumar et al. // Engineering Proceedings. – 2025. – Vol. 95, No. 1. – article 11. – DOI: 10.3390/engproceedings2025095011.

12. Zhao, J. YOLOv8 Detection and Improved BOT-SORT Tracking Algorithm for Iron Ladles / J. Zhao, J. Chen // ICIGP'24: 2024 7th International Conference on Image and Graphics Processing. – P. 409-415. – DOI: 10.1145/3647649.3647713.

13. Selim, M. Vision-Based Ladle Monitoring System for Steel Factories / M. Selim, P. López de Uralde, J. Mata et al. // Proceedings of the 1st European Symposium on Artificial Intelligence in Manufacturing (ESAIM-2023). – P. 185-194.

14. Provotorov, A.V. Methodology for stepwise detection of slab marking [Electronic resource] / A.V. Provotorov, A.A. Orlov // Modern Problems of Science and Education. – 2012. – No. 6. – article 98. – https://science-education.ru/ru/article/view?id=7845. (in russian)

15. Sheremet, D.A. Means of identification and traceability of products presented on the Russian market for the production of large-diameter pipes [Electronic resource] / D.A. Sheremet, V.A. Nosenko, A.A. Silaev // Engineering Bulletin of the Don. – 2024. – No. 4. – http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2024/9168. (in russian)

16. 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)

17. ISO/IEC 18004:2024. Information technology – Automatic identification and data capture techniques – QR Code bar code symbology specification.

18. Dong, H. An Algorithm for the Recognition of Motion-Blurred QR Codes Based on Generative Adversarial Networks and Attention Mechanisms / H. Dong, H. Liu, M. Li et al. // International Journal of Computational Intelligence Systems. – 2024. – Vol. 17, No. 83. – DOI: 10.1007/s44196-024-00462-5.

19. Fomin, A.V. Identification of steel billet marking at SPTS-1 of Oskol Electrometallurgical Plant named after A.A. Ugarov based on a neural network approach / A.V. Fomin, A.I. Glushchenko, D.A. Poleshchenko, I.S. Zorin // Control of Large Systems. – 2022. – Issue 95. – P. 62-78. – DOI: 10.25728/ubs.2022.95.4. (in russian)

20. Clopper, C.J. The use of confidence or fiducial limits illustrated in the case of the binomial / C.J. Clopper, E.S. Pearson // Biometrika. – 1934. – Vol. 26, No. 4. – P. 404-413.

21. Michel, A. On RFID Tag Detection Inside Metal Pipes / A. Michel, P. Nepa, M.R. Pino // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608589.

22. Jancar, D. Use of Numerical Methods for the Design of Thermal Protection of an RFID-Based Contactless Identification System of Ladles / D. Jancar, M. Machu, M. Velicka et al. // Metals. – 2022. – Vol. 12, No. 7. – article 1163. – DOI: 10.3390/met12071163.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

Применение методов машинного обучения для несигнатурного обнаружения киберугроз на основе анализа метаданных сетевой телеметрии

С.С. Соколов, Государственный университет морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова, ректор, профессор, д.т.н.; sokolovss@gumrf.ru
О.С. Лаута, Государственный университет морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова, профессор, д.т.н.; laos-82@yandex.ru
А.С. Куракин, ООО «Специальный Технологический Центр», начальник направления, к.т.н.; nirt@mail.ru
Н.Н. Крамской, ООО «Специальный Технологический Центр», заместитель директора по разработке специальных средств - генеральный конструктор систем и комплексов криптографической защиты информации; kram.com@mail.ru
В.П. Кочин, Белорусский государственный университет, проректор по учебной работе и интернационализации образования, доцент, к.т.н.; kochyn@bsu.by

УДК 004.056.5 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.009

Аннотация. *Настоящая работа посвящена теоретическому обоснованию и математической формализации метода несигнатурного обнаружения киберугроз на основе алгоритмов машинного обучения без учителя, применяемых к многомерным векторам метаданных несэмплированной сетевой телеметрии стандартов NetFlow/IPFIX. Показано, что поведенческое профилирование сетевых узлов через метаданные потоков обеспечивает детектирование сложных угроз – горизонтального перемещения, эксфильтрации данных, коммуникаций с управляющей инфраструктурой – без доступа к полезной нагрузке пакетов. Предложена методология, включающая конструирование вектора признаков IPFIX, обучение модели One-Class SVM и оценку качества по метрикам TPR, FPR и F_1. Расчетный пример демонстрирует практическую применимость подхода в условиях высокой утилизации каналов.*

Ключевые слова: *сетевая телеметрия, NetFlow, IPFIX, несигнатурное обнаружение, машинное обучение без учителя, One-Class SVM, Network Detection and Response, поведенческий анализ, аномалия, кибербезопасность.*

Для цитирования: *Соколов, С.С. Применение методов машинного обучения для несигнатурного обнаружения киберугроз на основе анализа метаданных сетевой телеметрии / С.С. Соколов, О.С. Лаута, А.С. Куракин и др. // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 84-91.*

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение информационной безопасности современных компьютерных сетей представляет собой задачу, сложность которой нарастает с каждым годом. По данным аналитических отчетов Gartner (2025 г.), объем зашифрованного трафика в корпоративных сетях превышает 85–90%, что создает структурный барьер для традиционных методов защиты, опирающихся на инспекцию содержимого пакетов. Параллельно с этим фиксируется качественное изменение характера угроз: APT-группировки (Advanced Persistent Threat – постоянная серьезная угроза) систематически применяют кастомизированные инструменты атаки, модифицированные таким образом, что сигнатурные базы IDS/IPS-систем не содержат соответствующих описателей к моменту начала вторжения. Особую опасность представляют техники Living off the Land – эксплуатация легитимных протоколов управления сетью для горизонтального перемещения внутри инфраструктуры [1–3].

Рассматривая эту проблему в более широком контексте, следует указать на тектонический сдвиг архитектуры корпоративных инфраструктур: бурный рост частных и публичных облачных платформ, нарастание объемов данных в центрах обработки данных (ЦОД), а также распространение территориально распределенных гетерогенных сетей с множеством независимых точек выхода в интернет – все это делает физически невозможным применение классической схемы мониторинга на основе захвата полной копии трафика. Совокупность указанных факторов определяет острую практическую необходимость в разработке метода обнаружения угроз, который, во-первых, не требует доступа к полезной нагрузке пакетов, во-вторых, масштабируется на высоконагруженные среды и, в-третьих, способен идентифицировать ранее неизвестные векторы атак [2, 4–6].

Анализ показал, что системы класса NGIPS (Next Generation Intrusion Prevention System), традиционно применяемые в качестве основного инструмента сетевой защиты, конструктивно ориентированы на

сигнатурный анализ полезной нагрузки пакетов, который предполагает полный доступ к содержимому сетевого пакета, поскольку именно в полезной нагрузке (payload) содержится вредоносный паттерн, подлежащий сравнению с базой сигнатур. Однако полный доступ к телу пакета технически возможен лишь в том случае, когда передаваемые данные не зашифрованы. Следствием этого становится то, что область применимости сигнатурного анализа сжимается пропорционально сокращению незашифрованного трафика, а эффективность NGIPS как основного инструмента обнаружения угроз деградирует системно и необратимо – не в силу недостатков конкретной реализации, а в силу фундаментального архитектурного ограничения, заложенного в сам принцип работы метода [7].

Граничный межсетевой экран NGFW (Next Generation Firewall) с модулем IPS способен инспектировать вертикальный трафик, проходящий через периметр сети. Однако горизонтальный трафик между узлами внутри инфраструктуры либо вовсе не проходит через граничное устройство, либо применение MITM-дешифрования оказывается невозможным ввиду использования методов повышения безопасности при установлении защищённых соединений. Например: механизмов безопасности, которые заставляют клиента (приложения, сервисы) принимать только заранее заданные сертификаты или открытые ключи сервера, а не любой сертификат, подписанный доверенным центром сертификации (certificate pinning); механизмов расширения протокола TLS, при котором аутентифицируются обе стороны клиент-серверного соединения (mutual TLS) [8, 9]. Это создает зоны устойчивой «слепоты» в инфраструктуре: именно в этих зонах злоумышленник реализует горизонтальное перемещение после первоначальной компрометации учётных данных.

Даже там, где аппаратный захват трафика технически осуществим, его применение в высоконагруженных сетях ЦОД (100–400 Гбит/с) связано с экспоненциальным ростом стоимости хранения и обработки сырых данных.

Сравнительный анализ методов сетевого мониторинга в задачах информационной безопасности представлен в табл. 1.

Анализ показал и методологический разрыв в литературе. С одной стороны, в работах [7] и [10] заложены математические основы обнаружения аномалий в многомерных пространствах признаков и доказана применимость этих методов к высокоразмерным данным. С другой стороны, академическое сообщество по кибербезопасности длительное время рассматривало сетевую телеметрию преимущественно как инструмент управления производительностью сети (Network Performance Monitoring), а не как источник признаков для задач детектирования угроз [11, 12].

Таблица 1
Сравнительный анализ методов сетевого мониторинга в задачах информационной безопасности

Характеристика	Сигнатурный NGIPS (SPAN)	Анализ метаданных (NetFlow/IPFIX)
Требует доступа к полезной нагрузке (payload)	да (обязательно)	нет
Работа с шифрованным трафиком	ограничена (MITM)	полноценная
Применимость в ЦОД (>100 Гбит/с)	критически сложно	да (5–10% объема)
Обнаружение атак «zero-day» и APT	нет (нет сигнатуры)	да (поведенческая аномалия)
Горизонтальный трафик	частично (только через NGFW)	полностью (через все экспортеры)
Стоимость хранения данных	высокая	низкая

Ключевой вклад Cisco в рамках проекта Encrypted Traffic Analytics (Cisco ETA, 2017) продемонстрировал, что статистические характеристики зашифрованного трафика – распределение длин пакетов, межпакетные интервалы, паттерны TCP-рукопожатий – несут достаточно информации для классификации типа угрозы без дешифрования. Однако данная работа базировалась на проприетарной расширенной телеметрии (Cisco SNA/Stealthwatch) и не обобщала результат на стандартный протокол IPFIX, доступный на оборудовании различных производителей [13]. Аналогичный разрыв фиксируется у Vectra AI (с 2011 г.) и Darktrace (с 2013 г.): обе компании продемонстрировали эффективность несигнатурного детектирования, однако их подходы закрыты, ориентированы на полный захват трафика и не представлены в форме воспроизводимых научных методологий [14].

В то же время векторное представление метаданных несэмплированной сетевой телеметрии стандарта IPFIX в виде многомерного пространства признаков $\mathbb{R}^n$ совместно с моделью One-Class SVM, обученной на исторических профилях нормального сетевого поведения индивидуальных хостов, позволяет обнаруживать деструктивные сетевые воздействия как статистические выбросы с достаточной полнотой (доля правильно положительных срабатываний TPR≥0,90) при сохранении приемлемого уровня ложноположительных срабатываний FPR≤0,05 вне зависимости от наличия шифрования трафика [15].

На основе анализа многомерных векторов метаданных сетевой телеметрии IPFIX с применением

алгоритмов машинного обучения без учителя предлагается подход несигнатурного обнаружения киберугроз, который включает в себя:

- формализацию пространства признаков (необходимо определить, какие именно поля стандарта IPFIX несут наибольшую дискриминирующую способность в задаче разделения нормального трафика и аномального, и построить отображение этих полей в нормированный числовой вектор);
- формализацию математической модели (следует строго записать задачу квадратичной оптимизации One-Class SVM, определить ее ядерную функцию и способ вычисления решающей функции для новых наблюдений);
- верификацию подхода (необходимо провести расчетный пример на модельных данных и показать, что аномальные сессии, соответствующие типичным сценариям атак, действительно получают решающую функцию $D=-1$);
- количественную оценку выигрыша (следует сравнить предложенный метод с сигнатурным подходом по показателям TPR, FPR и F_1 в условиях зашифрованного трафика и высокой нагрузки на сеть).

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть сетевая инфраструктура генерирует непрерывный поток несэмплированной телеметрии, который на заданном временном окне t формирует множество сетевых сессий $S=\{s_1, s_2, ..., s_N\}$. Каждую сессию s_i отображаем в вектор признаков:

$$x_i = \left(b_i, p_i, \tau_i, f_i, m_i\right) \in \mathbb{R}^n,$$

где $b_i = \left(b_i^{src}, b_i^{pkt}\right) \in \mathbb{R}^2$ – нормированные значения объема переданных байт и числа пакетов за сессию; $p_i = \left(p_i^{src}, p_i^{dst}\right) \in [0,\ 1]^2$ – нормированные значения портов отправителя и получателя; $\tau_i \in \mathbb{R} > 0$ – длительность потока (в секундах), вычисляемая как разница временных меток $(t_i^{end} - t_i^{start})$; $f_i \in \{0,1\}^6$ – бинарный вектор TCP-флагов (SYN, ACK, FIN, RST, PSH, URG); $m_i \in \mathbb{R}^k$ – вектор дополнительных метаданных уровня L7 (хэшированный HTTP User-Agent, тип ICMP, идентификатор DSCP/TOS).

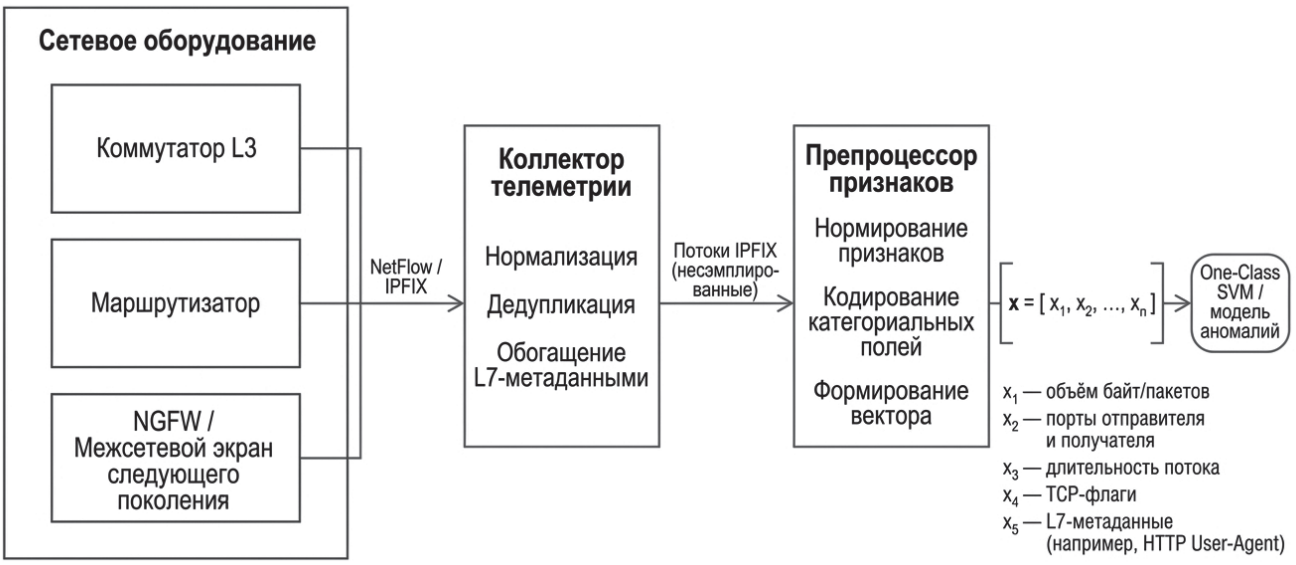
Схема формирования вектора признаков IPFIX для One-Class SVM представлена на рис. 1.

Важный нюанс состоит в том, что для корректности модели машинного обучения необходима несэмплированная телеметрия: применение sFlow или иных форм сэмплирования разрушает точные количественные параметры отдельных сессий (частотность коммуникаций, индивидуальные объемы), что лишает модель машинного обучения ключевых признаков для построения профиля нормы [16].

Задача обнаружения аномалий формализуется как задача обучения без учителя (unsupervised learning). Модель One-Class SVM отображает векторы нормальных сессий в гильбертово пространство $\mathcal{F}$ посредством функции $\varphi : \mathbb{R} \to \mathcal{F}$ и строит гиперплоскость, максимально удаленную от начала координат и при этом охватывающую обучающее множество.

Пусть задана функция $K\left(x_i, x_j\right) = \left\langle \varphi\left(x_i\right), \varphi\left(x_j\right) \right\rangle$. Оптимизационная задача записывается следующим образом:

Рисунок 1
Схема формирования вектора признаков IPFIX для One-Class SVM



$$\min_{w,\xi_i,\rho}\left[\frac{1}{2}\|w\|^2-\rho+\frac{1}{\nu N}\sum_{i=1}^{N}\xi_i\right] \quad (1)$$

при ограничениях:

$$(w\cdot\varphi(x_i))\geq\rho-\xi_i,\ \ \xi_i\geq 0,\ \ i=1,\ \ldots,\ N,$$

где w – вектор нормали к гиперплоскости; ρ – скалярное смещение (margin); $\xi_i\geq 0$ – штрафные переменные (slack variables); $\nu\in(0,1]$ – гиперпараметр, задающий верхнюю границу допустимой доли выбросов в обучающей выборке; N – число сессий в обучающей выборке.

Решение (1) находится переходом к двойственной задаче Лагранжа. Составим лагранжиан:

$$\mathcal{L}(w,\xi,\rho,\alpha,\beta)=\frac{1}{2}\|w\|^2-\rho+\frac{1}{\nu N}\sum_{i}^{N}\xi_i-$$
$$-\sum_{i}^{N}\alpha_i\left((w\cdot\varphi(x_i))-\rho+\xi_i\right)-\sum_{i}^{N}\beta_i\xi_i,$$

где $\alpha_i\geq 0$ – множители Лагранжа для ограничений $(w\cdot\varphi(x_i))\geq\rho-\xi_i$; $i=1,\ldots,N$; $\beta_i\geq 0$ – множители Лагранжа для ограничений $\xi_i\geq 0$, $i=1,\ldots,N$.

Условия Каруша-Куна-Таккера дают:

$$w=\sum_{i=1}^{N}\alpha_i\varphi(x_i);\ \sum_{i=1}^{N}\alpha_i=1;\ \alpha_i=\frac{1}{\nu N}-\beta_i.$$

Двойственная задача принимает вид максимизации:

$$\max_{\alpha}\left[-\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\alpha_i\alpha_j K(x_i,x_j)\right]\ \text{при}\ 0\leq\alpha_i\leq\frac{1}{\nu N};$$
$$\sum_{i=1}^{N}\alpha_i=1, \quad (2)$$

где $K(x_i,x_j)=\varphi(x_i)\cdot\varphi(x_j)$ – функция ядра; α_j – двойственная переменная (множитель Лагранжа) для наблюдения j, определённая аналогично α_i.

Оценка аномальности произвольной тестовой сессии x_{test} вычисляется через решающую функцию:

$$D(x_{\text{test}})=\text{sign}\left(\sum_{i=1}^{N}\pm_i K(x_i,x_{\text{test}})-\rho\right). \quad (3)$$

При $D=+1$ сессия относится к профилю нормального поведения; при $D=-1$ – классифицируется как аномалия (потенциальная кибератака).

Требуется строить профиль нормального поведения индивидуально для каждого хоста h или пары «отправитель–получатель» $(h_{\text{scr}},h_{\text{dst}})$, а не для группы хостов в целом. Это обусловлено тем, что различные типы узлов инфраструктуры (DNS-сервер, файловый сервер, рабочая станция пользователя) имеют принципиально различные сетевые профили, и их смешение приводит к росту FPR. Для хоста h обучающая выборка формируется как:

$$X_h=\left\{x_i\in X:\ \text{src}(s_i)=h\vee\text{dst}(s_i)=h\right\},$$

где $\text{src}(s_i)$, $\text{dst}(s_i)$ – адреса отправителя и получателя сессии s_i; $t(s_i)$ – временная метка сессии; $[t_0,t_1]$ – обучающий интервал наблюдения, заведомо не содержащий подтверждённых компрометаций.

Модель M_h обучается на выборке X_h в режиме без разметки аномалий (unsupervised learning) и впоследствии применяется к каждой новой сессии, исходящей от хоста h.

Дополнительно для повышения точности детектирования вводится механизм обогащения сессий данными Threat Intelligence (TI): если адрес получателя $\text{dst}(s_i)$ присутствует в актуальном репутационном списке (ботнет, криптомайнинг и др.), вводится дополнительный булев признак $r_i\in\{0,1\}$, который конкатенируется к вектору x_i. В этом случае одновременное выполнение $D=-1$ и $r_i=1$ формирует оповещение о событии безопасности (alert) высшего приоритета с крайне высокой уверенностью в компрометации хоста.

Качество модели оценивается по стандартным метрикам бинарной классификации, вычисляемым на основе матрицы ошибок:

$$\text{TPR}=\frac{\text{TP}}{\text{TP+FN}};$$

$$\text{FPR}=\frac{\text{FP}}{\text{FP+TN}};$$

$$\text{F}_1=2\frac{\text{Precision}\times\text{TPR}}{\text{Presision+TPR}},$$

где TP – число верно обнаруженных аномальных сессий; FN – число пропущенных аномальных сессий; FP – число нормальных сессий, ошибочно отмеченных как аномальные; TN – число верно классифицированных нормальных сессий; Precision – доля истинных аномалий среди всех сработавших оповещений о событии безопасности (alert).

Целевая функция – максимизация TPR при выполнении ограничения $\text{FPR}\leq\varepsilon$, где ε=0,05 принят как индустриальный порог приемлемого уровня ложноположительных срабатываний в SOC-операциях.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

Рассмотрим модельный сценарий обнаружения горизонтального перемещения злоумышленника (Lateral Movement) в корпоративной сети. Дано: рабочая станция h=192.168.10.45, период наблюдения – 30 дней, временное окно t=5 мин. За период обучения для данного хоста сформирована выборка $|X_h|=N_h=43200$ сессионных векторов. Выбрано RBF-ядро $K(x_i,x_j)=\exp\left(-\gamma\|x_i-x_j\|^2\right)$ с γ=0,1. Параметр целевой функции One-Class SVM (1) ν=0,01 задан отдельно как доля допустимых выбросов в обучающей выборке.

Рисунок 2
Пространство признаков One-Class SVM: разделение нормальных и аномальных сессий



Таблица 2
Сравнение векторов нормальных и аномальных сессий

Признак	Нормальная сессия (типичная)	Аномальная сессия (атака)	Дельта
b_i (байт, нормир.)	0,12	0,87	+625%
τ_i (c)	3,2	1847,5	+57 722%
p_i^{dst} (нормир.)	0,44 (порт 445/SMB)	0,44 (порт 445/SMB)	0%
f_i(SYN,ACK)	1,1,0,0,0,0	1,1,0,0,0,0	–
Число уникальных адресов получателей (destination IP, dst-IP)/5 мин	2–3	47	+1 467%

Таблица 3
Сравнительные показатели TPR и FPR по типам угроз

Тип угрозы	NGIPS: TPR	NGIPS: FPR	OC-SVM Net-Flow: TPR	OC-SVM Net-Flow: FPR
Горизонтальное перемещение (LotL)	0,12	0,03	**0,91**	**0,04**
Медленная эксфильтрация данных	0,08	0,01	**0,88**	**0,03**
Зашифрованный канал командно-контрольной инфраструктуры злоумышленника (C&C-канал)	0,04	0,02	**0,93**	**0,05**
Zero-day (без сигнатуры)	**0,00**	0,00	**0,76**	**0,05**
Сканирование портов (медленное)	0,55	0,02	**0,97**	**0,02**

Вычислим значение решающей функции (3) для аномальной сессии x_{test}. Пусть по результатам оптимизации (2) найдены 312 опорных векторов. Вычисленное значение ядрового скалярного произведения составляет $\sum \alpha_i K(x_i, x_{test}) = 0,031$, тогда как обученное смещение ρ=0,412. Следовательно:

$$D(x_{test}) = \text{sgn}(0,031 - 0,412) =$$
$$= \text{sgn}(-0,381) = -1.$$

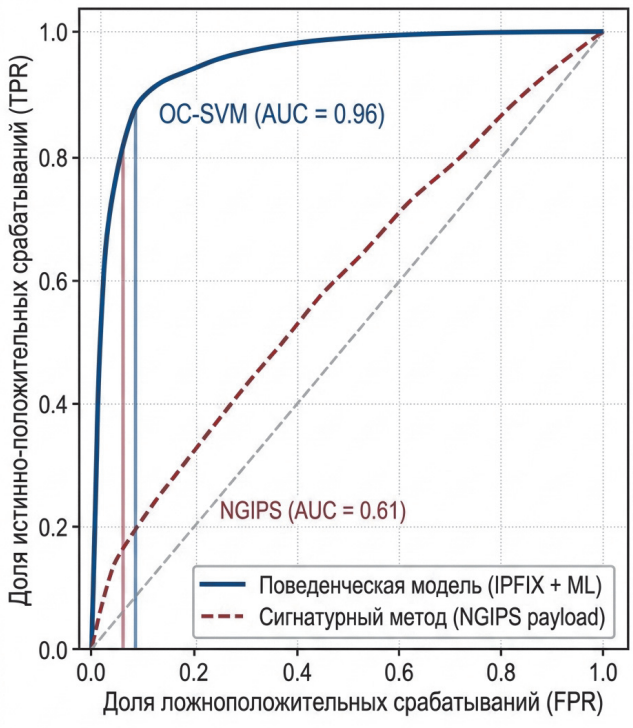
Длительность сессии более 1800 с по протоколу SMB (порт 445) и одновременный охват 47 уникальных внутренних IP-адресов за пятиминутный интервал является поведением, статистически несовместимым с историческим профилем рабочей станции – признак горизонтального сканирования с использованием легитимного протокола (Living off the Land) (табл. 2). При этом шифрование передаваемых данных не повлияло на результат детектирования: модель работала исключительно с метаданными потока.

Для визуализации, показанной на рис. 2, многомерное пространство признаков $x_i \in \mathbb{R}^d$ понижено до двух измерений методом главных компонент (PCA), а оси x и y соответствуют первой и второй главным компонентам.

Для демонстрации практического выигрыша проведем сравнительный анализ двух методов – сигнатурного NGIPS и предложенного несигнатурного метода на основе One-Class SVM – по четырем сценариям, типичным для современных целевых атак (табл. 3, рис. 3).

Наиболее принципиальным результатом является нулевой TPR сигнатурной системы для zero-day угроз: в отсутствие заранее известной сигнатуры NGIPS не способен зафиксировать факт атаки. В то же время предложенная поведенческая модель регистрирует аномальное отклонение профиля хоста с TPR=0,76 именно потому,

Рисунок 3
ROC-кривые предложенного метода и NGIPS (модельные данные)



что детектирует не конкретную атаку, а нарушение статистической нормы сетевого поведения. Общая площадь под ROC-кривой (AUC) предложенного метода составляет 0,96 против 0,61 для NGIPS в условиях доминирующего зашифрованного трафика.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование позволяет сделать ряд выводов.

Во-первых, сетевая телеметрия стандарта IPFIX содержит достаточный объем информации для построения высокоточных поведенческих профилей хостов и обнаружения широкого спектра киберугроз без анализа полезной нагрузки пакетов. Это утверждение подкреплено как математической формализацией (уравнения (1)–(3)), так и результатами модельного расчета.

Во-вторых, метод One-Class SVM в многомерном пространстве признаков IPFIX обеспечивает коэффициент правильно положительных срабатываний TPR≥0,88 для основных классов целевых атак при доле ложноположительных срабатываний FPR≤0,05, что подтверждает сформулированную исследовательскую гипотезу.

В-третьих, фундаментальным преимуществом предложенного подхода перед сигнатурными методами является его работоспособность в отношении zero-day угроз и техник Living off the Land, поскольку детектируется поведенческая аномалия, а не конкретный вредоносный паттерн.

Для организаций, эксплуатирующих высоконагруженные ЦОД или территориально распределенные инфраструктуры, внедрение несэмплированной телеметрии NetFlow/IPFIX с последующим поведенческим анализом следует рассматривать как приоритетную меру расширения покрытия систем мониторинга. Критически важно использовать именно несэмплированную телеметрию: сэмплирование (sFlow) разрушает частотные и объемные характеристики, необходимые для построения корректного профиля нормы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Clark, G.W. A malicious attack on the machine learning policy of a robotic system / G.W. Clark, M.V. Doran, W. Glisson // 2018 17th IEEE International Conference on Trust, Security and Privacy in Computing and Communications / 12th IEEE International Conference On Big Data Science And Engineering (TrustCom/BigDataSE).

2. Соколов, С.С. Проектирование защищенной сетевой инфраструктуры предприятия: от архитектуры до программно-аппаратных средств защиты / С.С. Соколов, О.С. Лаута, М.В. Митрофанов и др. // Электросвязь. – 2026. – № 4. – С. 2-14.

3. Галкин, Д.В. Вопросы безопасности применения искусственного интеллекта в системах военного назначения / Д.В. Галкин, А.В. Степанов // Военная мысль. – 2021. – № 4. – С. 72-79.

4. Mirsky, Y. Kitsune: An ensemble of autoencoders for online network intrusion detection / Y. Mirsky, T. Doitshman, Y. Elovici, A. Shabtai // 2018 Network and Distributed System Security Symposium (NDSS). Internet Society.

5. Саенко, И.Б. Диагностические сети для обеспечения информационной безопасности телекоммуникационного оборудования / И.Б. Саенко, А.В. Васин, В.Е. Марлей и др. // Электросвязь. – 2025. – № 1. – С. 54-60.

6. Springer, J.M. A Little robustness goes a long way leveraging robust features for targeted transfer attacks / J.M. Springer, M. Mitchell, G.T. Kenyon // NIPS'21: Proceedings of the 35th International Conference on Neural Information Processing System. – article 747. – P. 9759- 9773.

7. Buczak, A.L. A survey of data mining and machine learning methods for cyber security intrusion detection / A.L. Buczak, E. Guven // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2016. – Vol. 18, No. 2. – P. 1153-1176. – https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2494502.

8. Liu, G. Provably efficient black-box action poisoning attacks against reinforcement learning / G. Liu, L. Lai // 35th Conference on Neural Information Processing Systems (NeurIPS 2021).

9. Scholkopf, B. Estimating the support of a high-dimensional distribution / B. Scholkopf, J.C. Platt, J. Shawe-Taylor et al. // Neural Computation. – 2001. –

Vol. 13, No. 7. – P. 1443-1471. – https://doi.org/10.1162/089976601750264965.
10. Liu, F.T. Isolation Forest / F.T. Liu, K.M. Ting, Z.-H. Zhou // 2008 Eighth IEEE International Conference on Data Mining. – https://doi.org/10.1109/ICDM.2008.17.
11. RFC 7011: STD 77: Specification of the IP Flow Information Export (IPFIX) Protocol for the Exchange of Flow Information. – https://doi.org/10.17487/RFC7011.
12. Саенко, И.Б. Обобщенный профиль защиты телекоммуникационного оборудования, устойчивого к угрозам информационной безопасности / И.Б. Саенко, О.С. Лаута, С.Л. Лебедев и др. // Электросвязь. – 2024. – № 2. – С. 2-7.
13. Болодурина, И.П. Обнаружение аномалий в сетевом трафике на основе обучения без учителя с применением предтекстовых задач / И.П. Болодурина, Д.А. Нефёдов // Правовая информатика. – 2025. – № 3. – С. 4-11.
14. Miguel-Diez, A. A systematic literature review of unsupervised learning algorithms for anomalous traffic detection based on flows / A. Miguel-Diez, A. Campazas-Vega, C. Alvarez-Aparicio et al. // Logic Journal of the IGPL. – 2026. – Vol. 34, № 1. – jzaf020.
15. Lv, M. APT-MCL: An adaptive APT detection system based on multi-view collaborative provenance graph learning / M. Lv, S. Zhang, H. Liu et al. // arXiv:2601.08328.
16. Jia, Z. MAGIC: Detecting advanced persistent threats via masked graph representation learning / Z. Jia, Y. Xiong, Y. Nan et al. // 33rd USENIX Security Symposium (USENIX Security 24).

Получено 25.06.2026;
принято к печати 01.07.2026

Application of machine learning methods for non-signature detection of cyber threats based on the analysis of network telemetry metadata

S.S. Sokolov, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, rector, professor, Dr.Sci.(Tech.); sokolovss@gumrf.ru
O.S. Lauta, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, professor, Dr.Sci.(Tech.); laos-82@yandex.ru
A.S. Kurakin, LLC Special Technology Center, head of department, Ph.D.; nirt@mail.ru
N.N. Kramskoy, LLC Special Technology Center, deputy director for the development of special tools - general designer of systems and complexes of cryptographic information protection; kram.com@mail.ru
V.P. Kochin, Belarusian State University, vice-rector for academic affairs and internationalization of education, associate professor, Ph.D.; kochyn@bsu.by

Abstract. This paper is devoted to the theoretical justification and mathematical formalization of a non-signature cyber threat detection method based on unsupervised machine learning algorithms applied to multidimensional vectors of unsampled network telemetry metadata of the NetFlow/IPFIX standards. It is shown that behavioral profiling of network nodes through flow metadata enables the detection of complex threats – lateral movement, data exfiltration, communications with command and control infrastructure – without access to packet payloads. A methodology is proposed, which includes the construction of an IPFIX feature vector, training a One-Class SVM model, and evaluating performance using TPR, FPR, and F1 metrics. A calculated example demonstrates the practical applicability of the approach under conditions of high link utilization.

Keywords: network telemetry, NetFlow, IPFIX, non-signature detection, unsupervised machine learning, One-Class SVM, network detection and response, behavioral analysis, anomaly, cybersecurity.
For citation: Sokolov, S.S. Application of machine learning methods for non-signature detection of cyber threats based on the analysis of network telemetry metadata / S.S. Sokolov, O.S. Lauta, A.S. Kurakin et al. // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 84-91. (in russian)

REFERENCES

1. Clark, G.W. A malicious attack on the machine learning policy of a robotic system / G.W. Clark, M.V. Doran, W. Glisson // 2018 17th IEEE International Conference on Trust, Security and Privacy in Computing and Communications / 12th IEEE International Conference On Big Data Science And Engineering (TrustCom/BigDataSE).

2. Sokolov, S.S. Designing a secure enterprise network infrastructure: from architecture to software and hardware security solutions / S.S. Sokolov, O.S. Lauta, M.V. Mitrofanov et al. // Electrosvyaz. – 2026. – No. 4. – P. 2-14. (in russian)

3. Galkin, D.V. Security issues of AI application in military systems / D.V. Galkin, A.V. Stepanov // Voennaya Mysl. – 2021. – No. 4. – P. 72-79. (in russian)

4. Mirsky, Y. Kitsune: An ensemble of autoencoders for online network intrusion detection / Y. Mirsky, T. Doitshman, Y. Elovici, A. Shabtai // 2018 Network and Distributed System Security Symposium (NDSS). Internet Society.

5. Saenko, I.B. Diagnostic networks for providing information security of telecommunication equipment / I.B. Saenko, A.V. Vasin, V.E. Marley et al. // Electrosvyaz. – 2025. – No. 1. – P. 54-60. (in russian)

6. Springer, J.M. A Little robustness goes a long way leveraging robust features for targeted transfer attacks / J.M. Springer, M. Mitchell, G.T. Kenyon // NIPS'21: Proceedings of the 35th International Conference on Neural Information Processing System. – article 747. – P. 9759- 9773.

7. Buczak, A.L. A survey of data mining and machine learning methods for cyber security intrusion detection / A.L. Buczak, E. Guven // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2016. – Vol. 18, No. 2. – P. 1153-1176. – https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2494502.

8. Liu, G. Provably efficient black-box action poisoning attacks against reinforcement learning / G. Liu, L. Lai // 35th Conference on Neural Information Processing Systems (NeurIPS 2021).

9. Scholkopf, B. Estimating the support of a high-dimensional distribution / B. Scholkopf, J.C. Platt, J. Shawe-Taylor et al. // Neural Computation. – 2001. – Vol. 13, No. 7. – P. 1443-1471. – https://doi.org/10.1162/089976601750264965.

10. Liu, F.T. Isolation Forest / F.T. Liu, K.M. Ting, Z.-H. Zhou // 2008 Eighth IEEE International Conference on Data Mining. – https://doi.org/10.1109/ICDM.2008.17.

11. RFC 7011: STD 77: Specification of the IP Flow Information Export (IPFIX) Protocol for the Exchange of Flow Information. – https://doi.org/10.17487/RFC7011.

12. Saenko, I.B. Generalized protection profile of telecommunications equipment resistant to information security threats / I.B. Saenko, O.S. Lauta, S.L. Lebedev et al. // Electrosvyaz. – 2024. – No. 2. – P. 2-7. (in russian)

13. Bolodurina, I.P. Anomaly detection in network traffic based on unsupervised learning using pretext tasks / I.P. Bolodurina, D.A. Nefyodov // Pravovaya informatika. – 2025. – No. 3. – P. 4-11. (in russian)

14. Miguel-Diez, A. A systematic literature review of unsupervised learning algorithms for anomalous traffic detection based on flows / A. Miguel-Diez, A. Campazas-Vega, C. Alvarez-Aparicio et al. // Logic Journal of the IGPL. – 2026. – Vol. 34, № 1. – jzaf020.

15. Lv, M. APT-MCL: An adaptive APT detection system based on multi-view collaborative provenance graph learning / M. Lv, S. Zhang, H. Liu et al. // arXiv:2601.08328.

16. Jia, Z. MAGIC: Detecting advanced persistent threats via masked graph representation learning / Z. Jia, Y. Xiong, Y. Nan et al. // 33rd USENIX Security Symposium (USENIX Security 24).

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Временные амплитудные искажения сигнала, вызванные вынужденным рассеянием Мандельштама–Бриллюэна в оптических системах передачи

К.А. Захаренков, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, аспирант, АО «СУПЕРТЕЛ», инженер; zacharenkov28@mail.ru

УДК 621.391.63 DOI: 10.34832/ELSV.2026.83.9.010

Аннотация. *Экспериментально исследованы проявления вынужденного рассеяния Мандельштама–Бриллюэна (ВРМБ) в сигнале с двоичной амплитудной манипуляцией при изменении канальной мощности. Цель исследования – установить связь между временными амплитудными искажениями, спектральными признаками ВРМБ и качеством передачи. Измерения выполнены на макетах многопролётной и однопролётной оптических линий. Выполнено сопоставление временной формы прошедшего сигнала, спектров прошедшего и отражённого излучения, а также коэффициента битовых ошибок до коррекции. Исследован сигнал транспортного блока оптического канала второго уровня OTU-2, используемый в оптических транспортных сетях для передачи данных класса 10 Гбит/с. Показано, что развитие ВРМБ сопровождается ростом отражённой стоксовой компоненты, увеличением амплитудной неравномерности импульсов, изменением спектральной структуры канала и ухудшением коэффициента ошибок. Отдельно рассмотрено влияние заданной битовой последовательности на временные искажения сигнала. Установлено, что при развитии ВРМБ амплитудные искажения имеют каскадный характер и зависят от предшествующей битовой структуры. Полученные результаты уточняют связь между спектральными признаками ВРМБ, временной формой модулированного сигнала и параметрами качества передачи.*

Ключевые слова: *вынужденное рассеяние Мандельштама–Бриллюэна, временные амплитудные искажения, OOK-модуляция, модуляция интенсивности и прямое детектирование, многопролётная передача с плотным спектральным уплотнением, волоконно-оптические системы передачи, коэффициент битовых ошибок.*

Для цитирования: *Захаренков, К.А. Временные амплитудные искажения сигнала, вызванные вынужденным рассеянием Мандельштама–Бриллюэна в оптических системах передачи / К.А. Захаренков // Электросвязь. – 2026. – № 9. – С. 92-104.*

ВВЕДЕНИЕ

В волоконно-оптических системах передачи увеличение мощности оптического сигнала ограничивается нелинейными эффектами в волокне. Одним из таких эффектов является вынужденное рассеяние Мандельштама–Бриллюэна (ВРМБ, Stimulated Brillouin Scattering, SBS), при котором часть мощности проходящего сигнала переходит во встречную стоксову компоненту, что ограничивает допустимый уровень мощности, вводимой в оптическое волокно.

В рамках ранее проведённых экспериментальных исследований [1] для 10-Гбит/с сигналов с двоичной амплитудной манипуляцией «включено-выключено» (on-off keying, OOK) было показано, что в волокне стандарта G.652D при длине линии, превышающей эффективную длину бриллюэновского взаимодействия [2, 3], порог ВРМБ может находиться в диапазоне 10–16 дБм в зависимости от параметров используемых компактных сменных приёмопередающих модулей формата SFP+ (enhanced small form-factor pluggable). Такие значения мощности могут быть практически значимыми для волоконно-оптических систем передачи в режимах с повышенной канальной мощностью, при большой длине усилительных пролётов или при использовании узкополосных источников излучения.

Динамические свойства ВРМБ для непрерывного и импульсного излучения подробно рассмотрены в [2, 4], а ухудшение передачи многогигабитных сигналов с модуляцией интенсивности – в [5]. Для систем с модуляцией интенсивности и прямым детектированием (intensity modulation and direct detection, IM-DD) важным остаётся вопрос, как развитие ВРМБ проявляется во временной форме телекоммуникационного OOK-сигнала и как эти изменения связаны с ростом коэффициента ошибок.

Целью данного исследования является экспериментальный анализ влияния ВРМБ на временную структуру OOK-сигнала, спектральные характеристики и коэффициент битовых ошибок. Отдельное внимание уделяется зависимости амплитудных искажений от структуры заданной битовой последовательности.

ЭКСПЕРИМЕНТ 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВРМБ В МНОГОПРОЛЁТНОЙ ЛИНИИ

В первом эксперименте исследовалось влияние ВРМБ на спектральные характеристики, временную форму и коэффициент ошибок сигнала OTU-2 на макете многопролётной магистральной оптической линии.

OTU-2 (optical channel transport unit 2) – транспортный блок оптического канала второго уровня в оптической транспортной сети (optical transport network, OTN). Он используется для передачи данных класса 10 Гбит/с. Номинальная линейная скорость с учётом служебной информации и коррекции ошибок составляет около 10,709 Гбит/с согласно рекомендации ITU-T G.709/Y.1331 [6].

Упрощённая схема экспериментального макета представлена на рис. 1, где использованы следующие обозначения: EDFA (erbium-doped fiber amplifier) – эрбиевый волоконный усилитель; APC (automatic power control) – режим автоматической стабилизации его выходной мощности; DWDM-40 – мультиплексор или демультиплексор плотного спектрального уплотнения (DWDM, dense wavelength division multiplexing) на 40 каналов с шагом 100 ГГц; ФП – фотоприёмник; ОП – оптический переключатель; OSA (optical spectrum analyzer) – оптический спектроанализатор; MON – порт мониторинга с отводом 1% выходной мощности усилителя; проценты у ответвителей показывают доли распределяемой мощности, а блок «N пролётов» – промежуточные пролёты линии.

Макет включал следующие элементы:

- одномодовое оптическое волокно категории G.652.D [7];
- транспондеры с SFP+ трансиверами;
- мультиплексоры и демультиплексоры DWDM;
- 11 эрбиевых волоконных усилителей EDFA;
- один рамановский оптический усилитель (Raman optical amplifier, ROA);
- брэгговские компенсаторы дисперсии в каждом усилительном пролёте.

В качестве измерительного оборудования использовались:

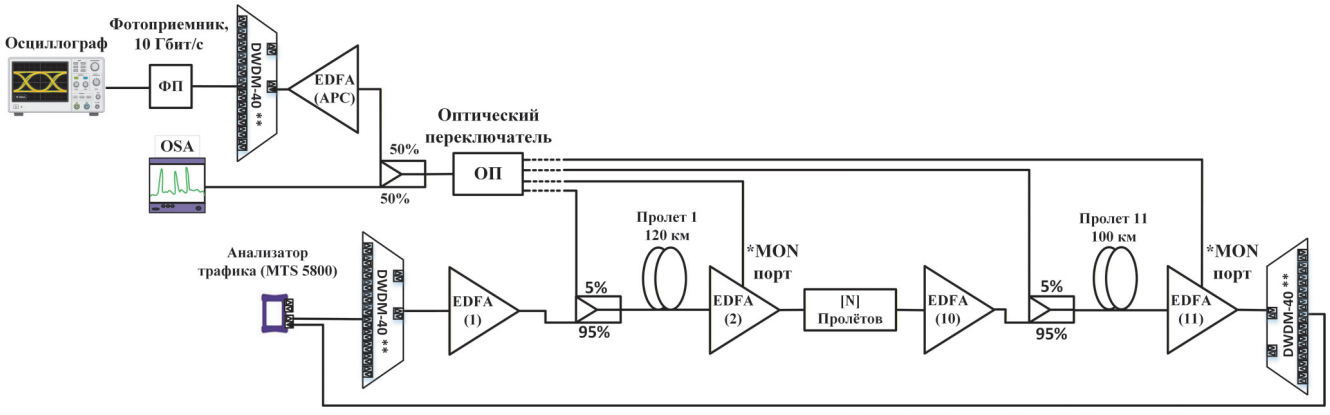
- оптический спектроанализатор OSA с полосой разрешения 300 МГц для регистрации спектров прошедшего и отражённого сигнала;
- осциллограф с полосой пропускания 16 ГГц совместно с фотоприёмником (ФП) для сигналов со скоростью передачи 10 Гбит/с для регистрации временной формы сигнала;
- анализатор трафика для измерения коэффициента битовых ошибок (bit error ratio, BER).

В линии передавался сигнал OTU-2 с использованием SFP+ трансивера. Для оценки влияния ВРМБ мощность анализируемого канала P_{in} изменялась на входе в оптическое волокно усилительных пролётов линии. В каждом режиме измерений уровни P_{in} в пролётах настраивались близкими друг к другу, чтобы обеспечить сопоставимые условия передачи и развития ВРМБ в многопролётной линии. Такой подход соответствует настройке проектируемых оптических линий, где канальные мощности выравниваются и ограничиваются предельным уровнем для уменьшения влияния нелинейных эффектов. В дальнейшем через P_{in} обозначается мощность анализируемого канала на входе в усилительный пролёт линии.

Измерения проводились после первого пролёта длиной 120 км и после 11-го пролёта длиной 100 км при различных значениях P_{in}. В ходе эксперимента регистрировались:

- спектры и осциллограммы прошедшего канала;
- спектры отражённого излучения канала;

Рисунок 1
Упрощённая схема макета многопролётной магистральной линии



*MON порт – порт мониторинга по выходу усилителя EDFA, 1%
** DWDM-40 – мультиплексор/демультиплексор DWDM на 40 каналов с шагом 100 ГГц

- коэффициент битовых ошибок прошедшего сигнала до прямой коррекции ошибок Pre-FEC BER (pre-forward error correction bit error ratio) на анализаторе трафика.

Для приближения экспериментального макета к условиям многоканальной DWDM-передачи в линии дополнительно передавались другие оптические каналы. Их наличие увеличивало суммарную канальную загрузку усилителей и уменьшало относительный вклад шума усиленного спонтанного излучения (amplified spontaneous emission, ASE) в стабилизируемую выходную мощность, тем самым снижая влияние накопленного ASE-шума на реальный коэффициент усиления анализируемого канала при прохождении многопролётной линии. ВРМБ является узкополосным нелинейным эффектом [2], поэтому при частотном разнесении каналов DWDM их прямое взаимное влияние на развитие ВРМБ анализируемого канала не ожидалось.

Длины пролётов значительно превышали эффективную длину бриллюэновского взаимодействия L_{eff}, которая для волокна G.652D при типичном затухании 0,2 дБ/км составляет около 20 км [3]. Эффективная длина определяется выражением

$$L_{\text{eff}} = \frac{1 - e^{-\alpha_{Np} L}}{\alpha_{Np}},$$

где α_{Np} – коэффициент затухания волокна в Нп/км ($\alpha_{Np} = \alpha_{dB}/4{,}343$); L – длина пролёта.

Влияние ВРМБ на временную структуру сигнала. Были сняты осциллограммы передаваемых сигналов после первого и 11-го пролётов при мощности канала P_{in} ниже и выше порога ВРМБ. При измерениях средняя оптическая мощность на входе фотоприёмника осциллографа поддерживалась постоянной в режиме автоматической стабилизации выходной мощности (АРС), вследствие чего:

1) изменение среднего уровня сигнала, связанное с регулированием мощности анализируемого канала в линии, исключалось из временных измерений;

2) средняя составляющая ослабления проходящего сигнала при развитии ВРМБ также компенсировалась АРС;

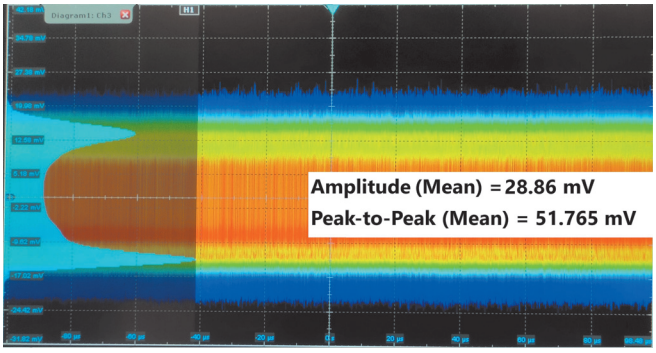
3) амплитудная неравномерность отдельных импульсов сохранялась и регистрировалась относительно стабилизированного среднего уровня.

Стабилизация среднего уровня сигнала проявляется на гистограммах распределения уровней логических «0» и «1», где максимум плотности распределения уровня логической «1» остаётся близким к 14,8 мВ после первого пролёта и к 10,8 мВ после 11-го пролёта при различных значениях мощности канала P_{in} в линии.

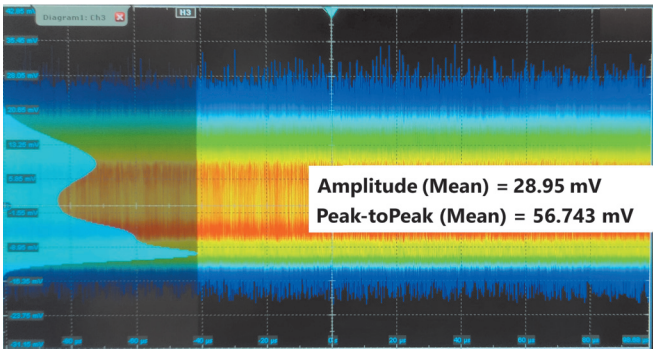
Полученные осциллограммы при уровне мощности ниже порога ВРМБ показаны на рис. 2.

При мощности P_{in} =7 дБм в первом пролёте наблюдается относительно устойчивое разделение уровней

Рисунок 2
Осциллограммы прошедшего сигнала на выходе первого (*а*) и 11-го пролёта (*б*) при мощности канала P_{in} ниже порога ВРМБ (7 дБм)

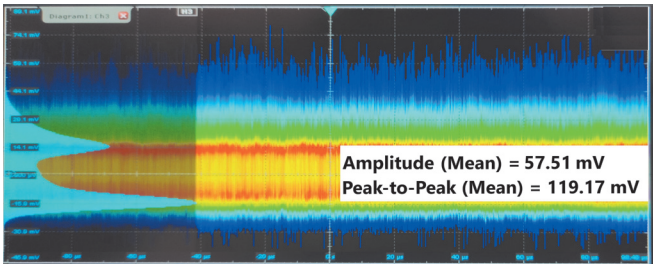


а)

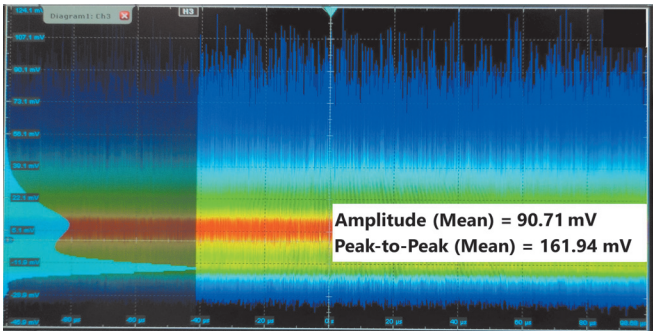


б)

Рисунок 3
Осциллограммы прошедшего сигнала в первом (*а*) и 11-м пролёте (*б*) при канальной мощности P_{in} =15 дБм



а)



б)

логических «1» и «0». Гистограмма распределения интенсивности имеет выраженные области, соответствующие двум логическим состояниям сигнала. Рассмотрим измеренные амплитуды сигнала по параметру Amplitude (Mean), представляющие собой среднее значение автоматического измерения амплитуды временной формы по серии захватов осциллограммы. Для первого пролёта значение амплитуды составляет 28,86 мВ. После прохождения 11 пролётов форма распределения сигнала изменяется: область логических «1» и «0» становится более широкой, а значение амплитуды составляет 28,95 мВ. Поскольку мощность канала находится ниже порога активного развития ВРМБ, наблюдаемые изменения в основном связаны с остаточной хроматической дисперсией, накоплением ASE-шума и слабым влиянием нелинейных эффектов.

При приближении мощности канала P_{in} к области выраженного проявления ВРМБ интенсивность вынужденного бриллюэновского рассеяния возрастает [2], что приводит к появлению амплитудной неравномерности в прошедшем сигнале по сравнению с режимом ниже порога ВРМБ. Осциллограммы для мощности канала P_{in}=15 дБм приведены на рис. 3.

На выходе первого пролёта измеренная амплитуда выросла до 57,51 мВ. После прохождения 11 пролётов амплитуда выросла до 90,71 мВ. При этом импульсы логической «1» с повышенной амплитудой можно интерпретировать как импульсы, в меньшей степени подвергшиеся истощению мощности вследствие ВРМБ.

Сопоставление значений амплитуд при различных уровнях канальной мощности P_{in} приведено в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что при входных мощностях P_{in}=7–11 дБм значение параметра амплитуды изменяется незначительно. Область начала роста амплитудной неравномерности находится:

- для первого пролёта в диапазоне P_{in}=12,5–14,0 дБм;
- для 11-го пролёта в диапазоне P_{in}=11,0–12,5 дБм.

Заметный рост амплитудной неравномерности после 11-го пролёта начинается при меньшей канальной мощности, чем после первого пролёта, и выражен сильнее. Это указывает на накопление временных амплитудных искажений.

Для сопоставления временных искажений с развитием ВРМБ был построен график зависимости отражённых спектральных компонент и среднего значения измеренной амплитуды сигнала Amplitude (Mean) от канальной мощности P_{in} (рис. 4).

Существуют различные методы оценки порога ВРМБ по характеристикам отражённого излучения [8–10]. В данной работе за порог ВРМБ принимается точка равенства отражённых рэлеевской и стоксовой компонент сигнала. При этом порог ВРМБ выражается через суммарную мощность сигнала P_{in}. Согласно рис. 4 порог ВРМБ для первого пролёта составляет P_{SBS}≈14,0 дБм (точка пересечения кривых А и Б, отмеченная чёрным кружком).

На рис. 4 мощности отражённых несущей (А) и стоксовой (Б) компонент отложены по левой оси в дБм, а показатель Amplitude (Mean) после первого и 11-го пролётов – по правой оси в мВ. Рост стоксовой компоненты, вызванный развитием ВРМБ, сопровождается увеличением этого отношения, что указывает на усиление амплитудной неравномерности сигнала.

Таким образом, при мощностях ниже порога ВРМБ временная форма сигнала изменяется слабо, а при переходе к области выраженного проявления ВРМБ наблюдается резкий рост амплитудной нерав-

Таблица 1
Значения параметра Amplitude (Mean) после первого и 11-го пролётов

Канальная мощность P_{in}, дБм (мВт)	Amplitude (Mean), мВ	
	1 пролёт	11 пролёт
7,0 (5,0)	28,86	28,95
8,5 (7,1)	28,71	30,71
10,0 (10,0)	29,04	29,54
11,0 (12,6)	28,85	29,54
12,5 (17,8)	28,93	45,01
14,0 (25,1)	41,12	71,74
15,0 (31,6)	57,51	90,71

Рисунок 4
Зависимость мощностей отражённых несущей и стоксовой компонент и показателя Amplitude (Mean) от канальной мощности P_{in}

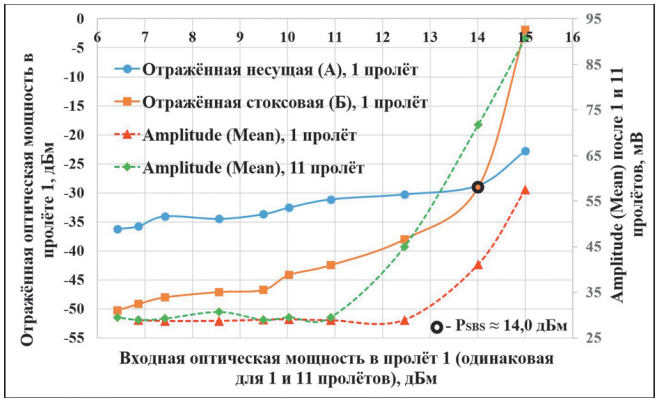
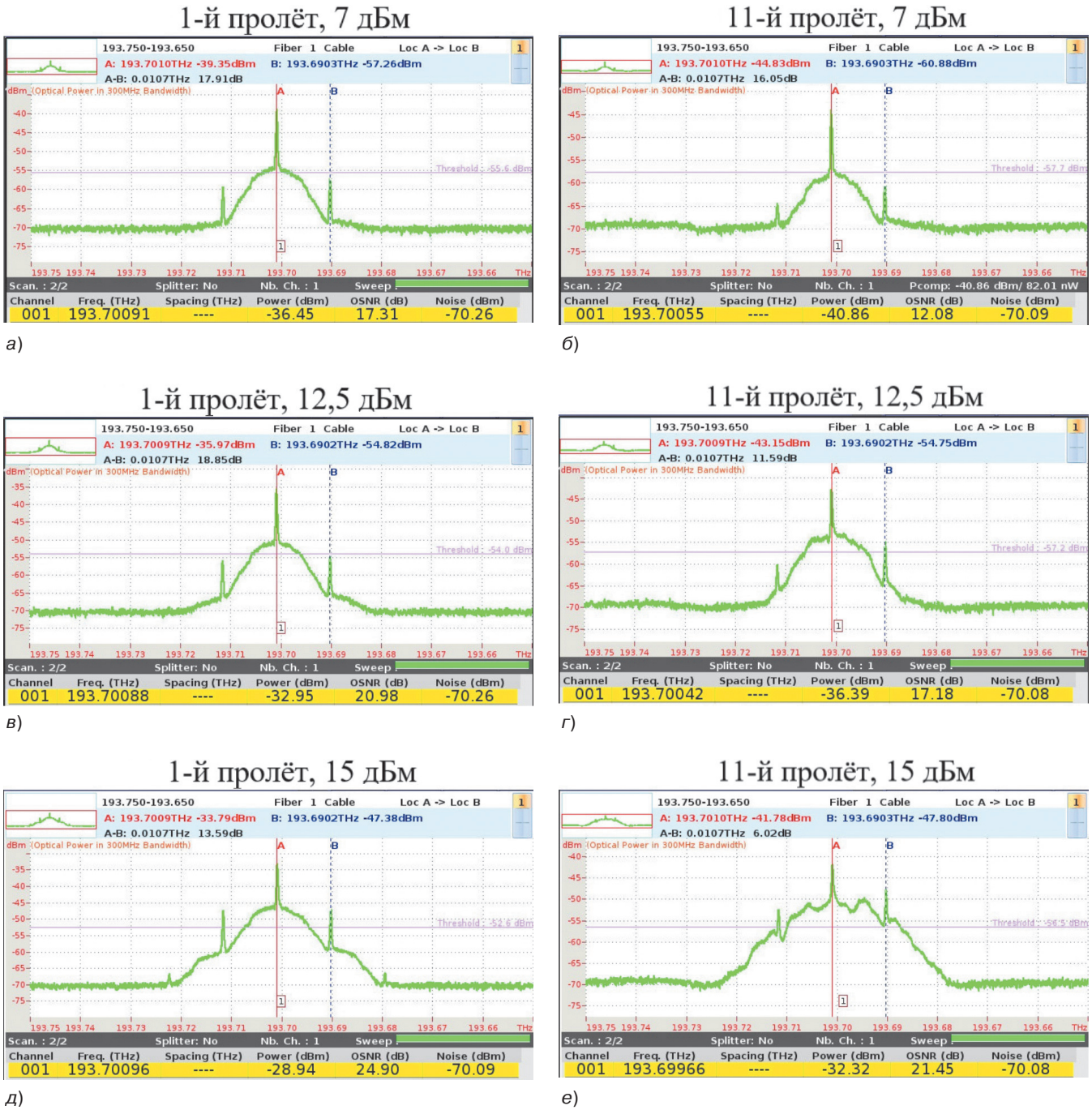


Рисунок 5
Спектры прошедшего сигнала после первого и 11-го пролётов



номерности. Более ранний рост амплитуды сигнала после 11 пролётов указывает на накопление временных амплитудных искажений при распространении сигнала по линии.

Проявление ВРМБ в проходящем спектре. Методы оценки порога ВРМБ по суммарной мощности отражённого излучения или по соотношению рэлеевской и бриллюэновской компонент в отражённом спектре позволяют оценить развитие эффекта в отдельном пролёте. Анализ прошедшего спектра, в свою очередь, позволяет оценить результирующее изменение спектральной структуры канала после прохождения всей линии.

На рис. 5 представлены спектры прошедшего сигнала после первого и 11-го пролётов при значениях канальной мощности на входе каждого пролёта P_{in}=7 и 12,5 дБм, соответствующих режиму ниже порога

ВРМБ, а также при P_{in} =15 дБм, соответствующем режиму выше порога.

На выходе из первого пролёта спектр модулированного сигнала имеет практически неискажённую форму (см. рис. 5, *а*, *в*, *д*). На выходе из 11-го пролёта с ростом канальной мощности в каждом пролёте P_{in} проявляются искажения спектра, обусловленные вкладом ASE-шума и нелинейных эффектов совместно с дисперсией (см. рис. 5, *б*, *г*, *е*).

Для оценки спектрального перераспределения мощности в прошедшем сигнале анализировался показатель $D = A - P_{int}$, где A – мощность несущей частоты в полосе разрешения спектроанализатора 300 МГц, а P_{int} – полная интегральная мощность анализируемого канала. Поскольку A и P_{int} выражены в дБм, то их разность D соответствует логарифмическому отношению мощности несущей частоты к интегральной мощности канала. Доля мощности несущей частоты η представлена в табл. 2 в процентах и получена пересчётом показателя D в линейную шкалу.

Перед интерпретацией изменения D необходимо учитывать другие факторы, влияющие на распределение мощности в спектре:

1) усилители EDFA вносят ASE-шум, однако его вклад в пределах полосы анализируемого канала мал по сравнению с наблюдаемым изменением D;

2) искажения формы спектра, вызванные совместным действием самофазовой модуляции (self-phase modulation, SPM) и хроматической дисперсии (chromatic dispersion, CD), могут изменять распределение мощности в спектре и влиять на показатель D. Поэтому D не следует рассматривать как прямую количественную меру истощения несущей частоты вследствие ВРМБ.

Дополнительно для оценки возможного изменения положения и ширины спектральной линии несущей были проведены контрольные измерения спектра на входе в первый пролёт и после 11-го пролёта многопролётной линии при мощностях сигнала ниже порога ВРМБ. При этом использовался бриллюэновский оптический спектроанализатор (BOSA, Brillouin optical spectrum analyzer) с полосой разрешения 10 МГц. Такая проверка уточняет интерпретацию измерений, поскольку основная доля мощности, участвующей в бриллюэновском взаимодействии, сосредоточена в спектральной линии несущей, а эффективность развития ВРМБ зависит от мощности в этой линии, её спектральной ширины и стабильности центральной частоты [11]. По результатам измерений заметных изменений положения и ширины спектральной линии несущей выявлено не было.

Проведём анализ спектрограмм для канальной мощности P_{in} =15 дБм на входе каждого пролёта. На входе в первый пролёт отношение мощности несущей частоты A_0 к интегральной мощности канала на входе в линию $P_{int\,in}$ составляет $D_0 = A_0 - P_{int\,in} = -2{,}93 \pm 0{,}3$ дБ, что соответствует $\eta_0 \approx 50{,}93\%$. После 1-го пролёта $D_1 = A_1 - P_{int\,1} = -4{,}85 \pm 0{,}3$ дБ ($\eta_1 \approx 32{,}73\%$), а после 11-го пролёта $D_{11} = A_{11} - P_{int\,11} = -9{,}46 \pm 0{,}3$ дБ ($\eta_{11} \approx 11{,}32\%$). В результате при прохождении сигнала через линию доля несущей частоты относительно входа уменьшилась:

- после первого пролёта $\Delta D_1 = D_0 - D_1 = 1{,}92$ дБ, $\Delta\eta_1 = 18{,}20$ процентных пункта (п.п.);
- после 11-го пролёта $\Delta D_{11} = D_0 - D_{11} = 6{,}53$ дБ, $\Delta\eta_{11} = 39{,}61$ п.п.

Аналогичная оценка была проведена для остальных измеренных мощностей, результаты которой представлены в табл. 2 и на рис. 6.

Согласно табл. 2 и графику на рис. 6:

1) в диапазоне мощностей P_{in} =7,0–12,5 дБм после первого пролёта заметного изменения доли мощности несущей частоты не наблюдается. После 11 пролётов уменьшение доли области несущей проявляется уже в этом диапазоне, однако оно не сопровождается сопоставимым ростом отражённой сток-

Таблица 2
Уменьшение доли мощности несущей частоты в интегральной мощности анализируемого сигнала

Канальная мощность P_{in}, дБм	На входе в линию		После первого пролёта			После 11-го пролёта		
	$A_0 - P_{int\,in}$, дБ	η_0, %	$A_1 - P_{int\,1}$, дБ	η_1, %	$\Delta\eta_1 = \eta_0 - \eta_1$, п.п.	$A_{11} - P_{int\,11}$, дБ	η_{11}, %	$\Delta\eta_{11} = \eta_0 - \eta_{11}$, п.п.
7,0	–2,89	51,40	–2,90	51,29	0,11	–3,97	40,08	11,32
10,0	–2,89	51,40	–3,01	50,00	1,40	–4,79	33,19	18,21
11,0	–2,86	51,76	–3,03	49,77	1,99	–5,14	30,61	21,15
12,5	–2,94	50,82	–3,02	49,89	0,93	–5,73	26,73	24,09
14,0	–2,88	51,52	–3,36	46,13	5,39	–6,12	24,43	27,09
15,0	–2,93	50,93	–4,85	32,73	18,20	–9,46	11,32	39,61

совой компоненты и амплитудной неравномерности сигнала, представленных на рис. 4. Такое изменение может быть связано с накоплением слабого влияния ВРМБ и совместного действия SPM и CD в многопролётной линии;

2) в области P_{in} =12,5–15,0 дБм уменьшение доли несущей частоты становится более выраженным и происходит в окрестности измеренного порога ВРМБ P_{SBS}≈14 дБм. Это согласуется с ростом отражённой стоксовой компоненты и увеличением амплитудных искажений в прошедшем сигнале, представленных на рис. 4.

Оптические усилители поддерживают заданный уровень канальной мощности, но не восстанавливают исходное распределение мощности между спектральными составляющими внутри сигнала. В результате происходит перераспределение мощности между спектральными составляющими, и уровень несущей частоты начинает составлять меньшую долю от интегральной мощности канала. Вследствие этого в последующих пролётах требуется более высокая суммарная мощность сигнала для достижения несущей частотой уровня мощности, при которой ВРМБ развивается с той же эффективностью.

Порог ВРМБ обычно выражается через суммарную мощность канала P_{in}, вводимую в волокно, как в данном исследовании и, например, в [12]. При такой оценке порог возникновения ВРМБ может увеличиваться по мере прохождения сигнала через пролёты линии, что удобно для практической оценки, поскольку канальная мощность является непосредственно задаваемым и контролируемым параметром при настройке усилительных пролётов линии.

В целом при расчёте порога ВРМБ по формулам, представленным в [12, 13], в теоретическом представлении следует ориентироваться на мощность излучения, участвующего в бриллюэновском взаимодействии, что для рассматриваемого OOK-сигнала в первую очередь соответствует мощности в спектральной линии несущей, которую можно измерить, например, в пределах её полной ширины на уровне половины максимума. При таком представлении значение порога будет меньше, чем при оценке по суммарной мощности канала, а его изменение по мере прохождения линии будет выражено значительно слабее. В данной работе мощность несущей частоты исходного сигнала составляет около 50% от суммарной мощности канала, что соответствует уровню примерно на 3 дБ ниже суммарной мощности канала, поэтому измеренный условный порог ВРМБ P_{SBS}≈14 дБм уменьшится до P_{SBS}≈11 дБм. Аналогично остальные измеренные показатели, выраженные по оси суммарной мощности канала P_{in}, при такой же доле несущей в исходном сигнале смещаются примерно на 3 дБ вниз.

Рисунок 6
Зависимость Δη после первого и 11-го пролётов относительно входа в линию от канальной мощности P_{in}

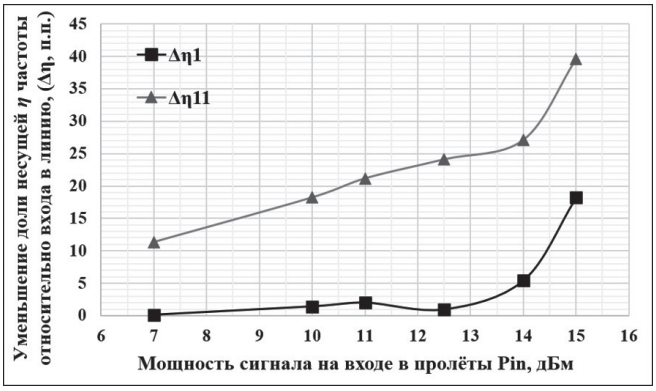
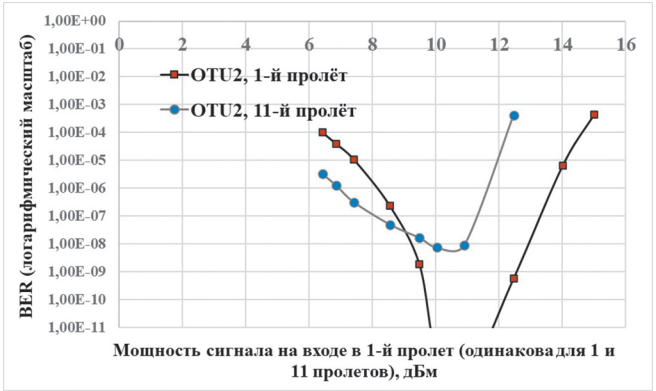


Рисунок 7
Зависимость Pre-FEC BER сигнала OTU-2 на выходе линии передачи от канальной мощности P_{in}



Влияние ВРМБ на коэффициент ошибок (BER). Результаты измерения зависимости BER до коррекции ошибок FEC (Pre-FEC BER) от канальной мощности для первого и 11-го пролётов с использованием анализатора трафика MTS 5800 показаны на рис. 7.

Начальное уменьшение коэффициента ошибок при увеличении канальной мощности обусловлено ростом оптического отношения сигнал/шум (OSNR, optical signal-to-noise ratio). Для двоичного сигнала связь BER с ***Q***-фактором приближённо описывается выражением [13]

$$\mathrm{BER} \approx \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right), \qquad (1)$$

где Q – безразмерный показатель качества сигнала, равный отношению разности средних уровней логических «1» и «0» к сумме их среднеквадратических отклонений; erfc – дополнительная функция ошибок. Эта оценка предполагает приблизительно гауссовы распределения уровней сигнала в момент принятия решения.

Различие значений Pre-FEC BER для первого и 11-го пролётов при одинаковой канальной мощности в первую очередь обусловлено деградацией OSNR вследствие накопления в каждом пролёте ASE-шума, генерируемого оптическими усилителями. При достаточно высокой канальной мощности проявляются нелинейные эффекты, которые в противовес повышению OSNR начинают увеличивать коэффициент ошибок. В случае с OOK-модуляцией основной вклад вносит ВРМБ.

Точка экстремума Pre-FEC BER после первого и 11-го пролётов достигается при канальной мощности около 10,5 дБм. Это значение находится вблизи области заметного роста амплитудных искажений, наблюдаемых по параметру Amplitude (Mean) при P_{in}=11,0–12,5 дБм после 11-го пролёта и при 12,5–14,0 дБм после первого пролёта (см. табл. 1 и рис. 4).

Дополнительные измерения на других пролётах для OOK-сигнала показали, что положение экстремума BER по оси мощности мало зависит от числа усилительных каскадов. Данное наблюдение относится к рассматриваемому экспериментальному макету с сопоставимыми по эффективности развития ВРМБ параметрами каждого усилительного пролёта: канальной мощностью P_{in} на входе усилительных пролётов, длинами пролётов, превышающими эффективную длину бриллюэновского взаимодействия L_{eff}, и типом волокна.

Следует учитывать, что в основном эксперименте использовался трансивер, обладавший сравнительно высокой устойчивостью к ВРМБ. Поэтому полученные значения экстремума Pre-FEC BER и канальной мощности начала амплитудных искажений относятся к использованному типу трансивера.

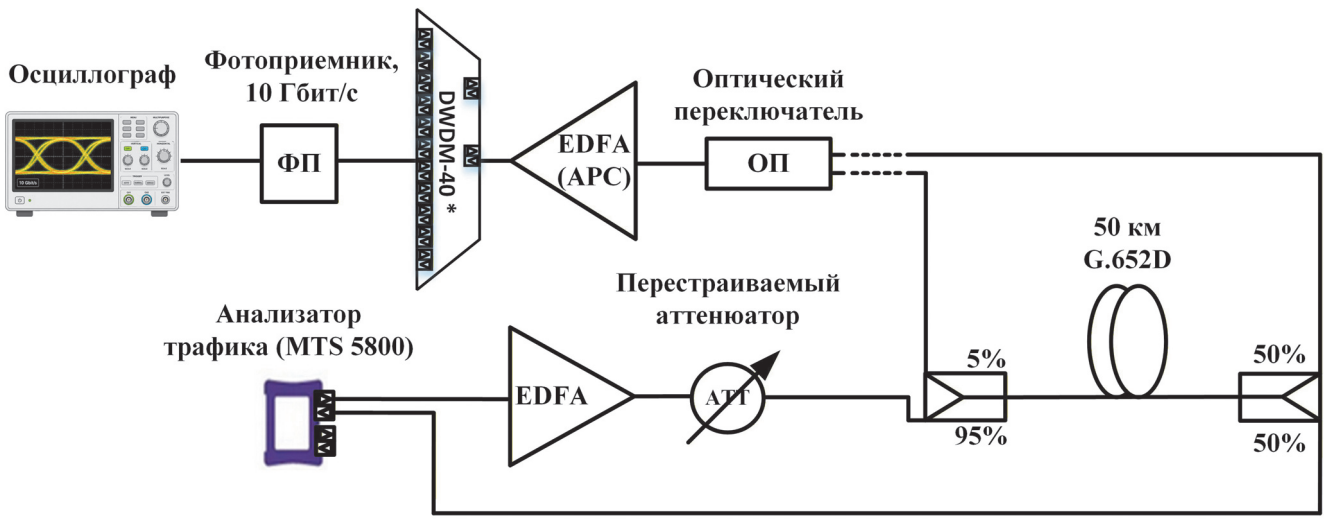
ЭКСПЕРИМЕНТ 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ БИТОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НА ПРОЯВЛЕНИЯ ВРМБ

Во втором эксперименте исследовалось влияние структуры битовой последовательности на временные амплитудные искажения, возникающие при развитии ВРМБ. Измерения выполнялись на макете однопролётной оптоволоконной линии длиной 50 км.

Был собран макет однопролётной оптоволоконной линии на основе катушки волокна стандарта G.652D длиной 50 км. По линии передавался сигнал OTU-2 с использованием SFP+ трансивера. Мощность сигнала P_{in}, вводимого в пролёт линии, задавалась с помощью перестраиваемого аттенюатора. Для регистрации временной формы сигнала на выходе линии использовался осциллограф с фотоприёмником для сигналов со скоростью передачи 10 Гбит/с. Перед фотоприёмником был установлен оптический предусилитель EDFA, работающий в режиме автоматической стабилизации выходной мощности (APC), что обеспечивало постоянный средний уровень сигнала на входе фотоприёмника. Схема измерений представлена на рис. 8, где ATT – перестраиваемый оптический аттенюатор, а остальные обозначения соответствуют рис. 1.

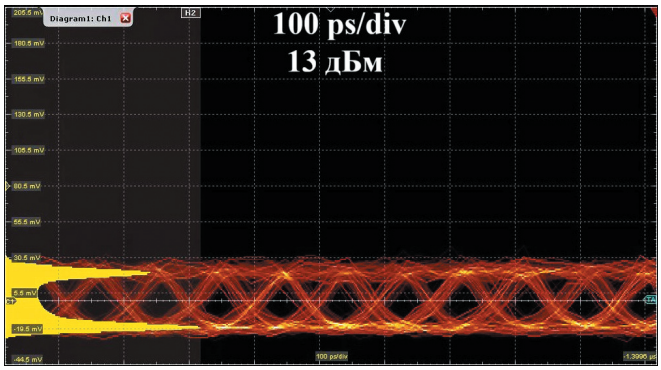
Влияние ВРМБ на временную структуру сигнала. Рассмотрим глаз-диаграммы сигнала на выходе линии, представленные на рис. 9. На рис. 9, *а* представлена глаз-диаграмма при мощности вводимого в линию сигнала P_{in}=13 дБм, что соответствует режиму ниже порога ВРМБ. В этом случае глаз-

Рисунок 8
Схема оценки влияния ВРМБ на временную структуру сигнала

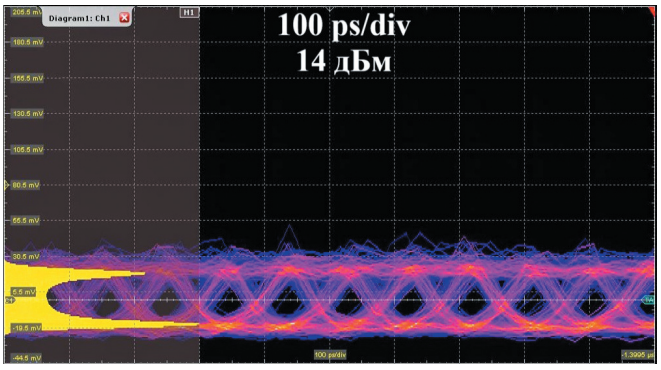


*** DWDM-40 – мультиплексор/демультиплексор DWDM на 40 каналов с шагом 100 ГГц**

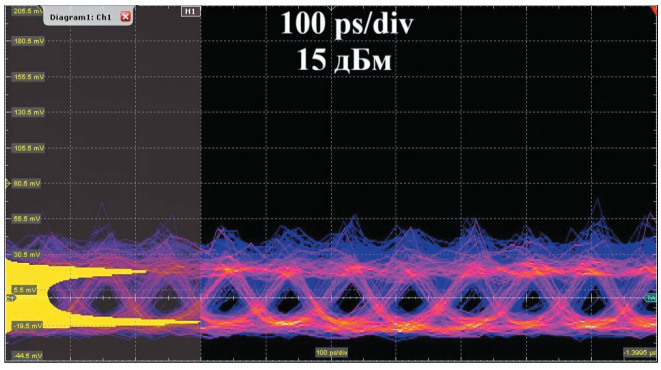
Рисунок 9
Глаз-диаграммы прошедшего сигнала при мощности P_{in}=13 дБм (*а*); 14 дБм (*б*); 15 дБм (*в*); 16 дБм (*г*); 17 дБм (*д*); 17,8 дБм (*е*)



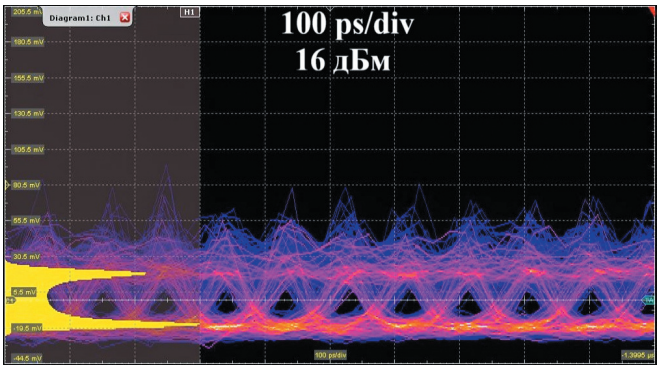
а)



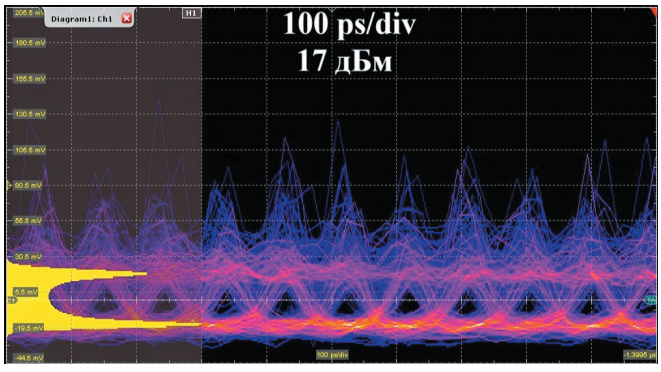
б)



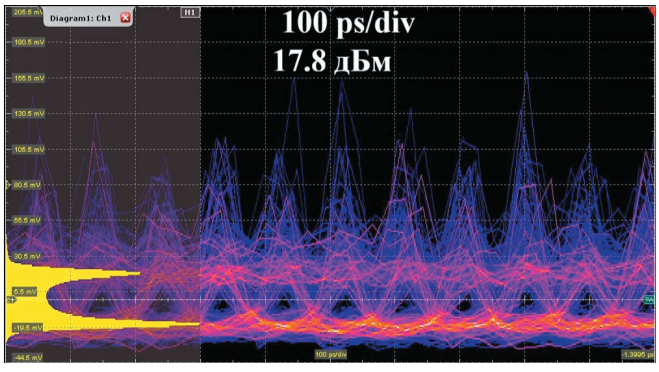
в)



г)



д)



е)

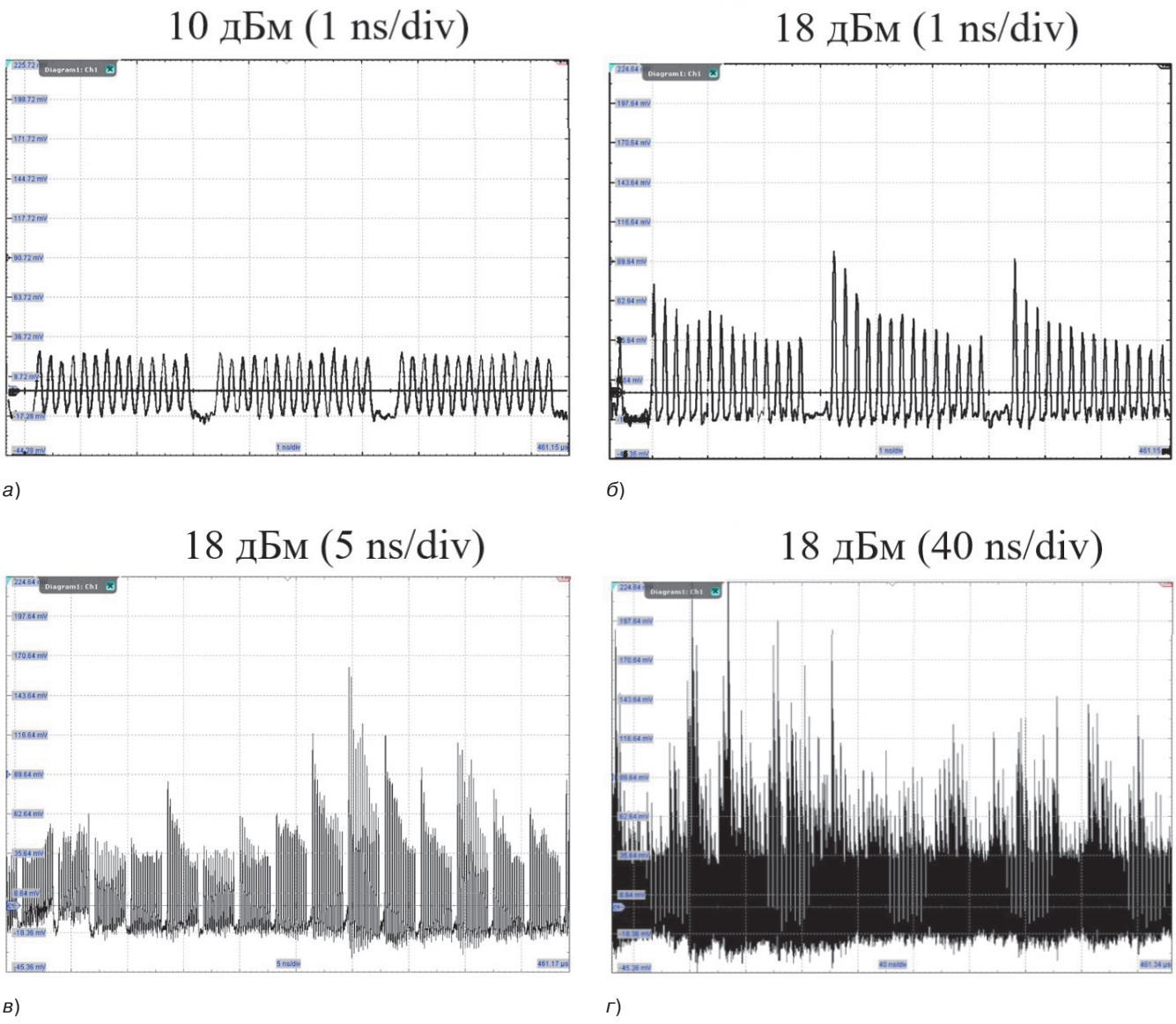
диаграмма открыта, а уровни логических «0» и «1» чётко разделены.

По мере увеличения мощности сигнала вплоть до максимального тестируемого значения 17,8 дБм (рис. 9, *е*) возрастает амплитудный разброс уровней логической «1». На глаз-диаграмме появляются импульсы логической «1» как с повышенной, так и с существенно пониженной амплитудой, приближающейся к области принятия ошибочного решения. В результате глаз-диаграмма постепенно закрывается.

Для двоичных IM-DD-систем связь между BER и Q-фактором приближённо описывается выражением (1). Наблюдаемое значение BER$\approx 10^{-3}$ при мощности P_{in}=17 дБм соответствует эквивалентному Q-фактору порядка $Q\approx 3$, что указывает на существенное уменьшение амплитудного запаса между уровнями логических «1» и «0». В условиях нелинейных искажений данная оценка носит приближённый характер и используется как эквивалентная метрика качества сигнала.

Анализ зависимости амплитудных искажений от структуры заданной битовой последовательности. Что-

Рисунок 10
Осциллограммы сигнала при уровнях мощности 10 дБм (1 нс/дел.) (*а*); 18 дБм (1 нс/дел.) (*б*); 18 дБм (5 нс/дел.) (*в*); 18 дБм (40 нс/дел.) (*г*)



а) *б*)

в) *г*)

бы выявить связь амплитудных искажений с предшествующей битовой последовательностью, вместо псевдослучайной двоичной последовательности в линию был подан сигнал с заданной 32-битной последовательностью 10101010101010101010101010100000 на скорости передачи 10 Гбит/с, что соответствует длительности каждого бита 100 пс. Осциллограммы выходного сигнала при различных уровнях мощности и временных развёртках представлены на рис. 10.

При мощности P_{in} =10 дБм (рис. 10, *а*) сигнал остаётся стабильным: форма импульсов однородна и не демонстрирует выраженных амплитудных искажений, что соответствует мощности сигнала ниже порога ВРМБ. При увеличении мощности до P_{in} =18 дБм (рис. 10, *б*, *в*, *г*) наблюдается выраженное последовательное ослабление импульсов, имеющее каскадный характер.

Механизм развития ВРМБ подробно описан в [2, 3]. В известных работах основной акцент обычно делается на спектральных и энергетических характеристиках эффекта, включая порог ВРМБ, мощность отражённой стоксовой компоненты, коэффициент бриллюэновского усиления, ширину спектра источника и эффективную длину бриллюэновского взаимодействия. В данной работе этот механизм рассматривается применительно к временной структуре модулированного OOK-сигнала и амплитудному искажению отдельных импульсов логической «1».

В общем случае эффект ВРМБ связан с положительной обратной связью между прямой оптической волной, встречной стоксовой волной и акустической решёткой в волокне. Каждый импульс логической «1» вносит вклад в формирование акустического возмущения и встречной стоксовой компоненты за счёт истощения собственной оптической мощности. Последующий импульс взаимодействует не только со вновь формируемой им стоксовой компонентой, но и со стоксовой волной и акустической решёткой, наведёнными предыдущими импульсами. За счёт положительной обратной связи встречная стоксовая компонента дополнительно усиливается, акустическое возмущение поддерживается, а степень истощения мощности проходящего импульса возрастает. При этом наведённое акустическое возмущение сохраняется в волокне в течение времени порядка 10 нс, что значительно превышает длительность битового интервала сигнала 10 Гбит/с, равного приблизительно 100 пс [3]. После участка логических «0» бриллюэновское взаимодействие частично ослабляется, поэтому первый импульс логической «1» в следующей последовательности испытывает меньшее истощение мощности. В этом проявляется каскадный характер амплитудного ослабления.

Полностью регулярного характера амплитудного ослабления только за счёт выбора битовой последовательности добиться трудно, что видно на рис. 10, *г*. Это связано с тем, что степень истощения мощности отдельных импульсов определяется не только структурой битовой последовательности, но и временем жизни акустической решётки, встречным распространением стоксовой волны, поляризацией взаимодействующих волн, частотным чирпом источника излучения и локальными параметрами волокна.

Для уменьшения влияния ВРМБ могут применяться различные подходы. Изменение структуры битовой последовательности в виде широко применяемого скремблирования уменьшает регулярность передаваемых паттернов и может снижать неравномерность амплитудных искажений, но не устраняет сам механизм ВРМБ и не гарантирует ограничения длины серий одинаковых битов. Более строгим способом управления структурой последовательности является кодирование с ограничением длины серий, однако его применение в магистральных оптических системах ограничено снижением спектральной эффективности и увеличением избыточности. Поэтому на практике влияние ВРМБ чаще уменьшают физическими методами: ограничением вводимой в волокно мощности сигнала, расширением спектральной линии несущей, в том числе за счёт фазовой или частотной модуляции, а также оптимизацией параметров линии передачи [2, 14, 15].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые экспериментальные исследования сигнала OTU-2 с OOK-модуляцией позволили выявить особенности проявления ВРМБ, характерные для сигналов с модуляцией интенсивности и прямым детектированием. При увеличении мощности сигнала до уровня проявления ВРМБ одновременно наблюдались рост отражённой стоксовой компоненты, уменьшение доли мощности несущей частоты в прошедшем спектре, увеличение временной амплитудной неравномерности импульсов и ухудшение BER. Такая корреляция позволяет связать выявленные изменения временной и спектральной структуры сигнала преимущественно с развитием ВРМБ в линии.

Полученные результаты показывают, что для OOK-сигнала существенным проявлением ВРМБ является не только снижение мощности проходящего сигнала за счёт генерации отражённой стоксовой компоненты, но и искажение временной формы отдельных импульсов. Эти искажения проявляются в расширении распределения уровней логической «1» и закрытии глаз-диаграммы и сопровождаются ростом коэффициента ошибок.

1) Временная структура сигнала:
- развитие ВРМБ вызывает временную амплитудную неравномерность отдельных импульсов OOK-сигнала;
- в эксперименте на макете 11-пролётной магистральной линии рост амплитудной неравномерности для первого пролёта начинается с уровня входной мощности канала в диапазоне P_{in} =12,5–14,0 дБм, а для 11-го пролёта с P_{in} =11,0–12,5 дБм;
- в многопролётной линии такие искажения могут накапливаться при каскадном прохождении сигнала через усилительные пролёты.

2) Спектральная структура сигнала:
- ВРМБ приводит к преимущественному истощению области несущей частоты модулированного OOK-сигнала, что проявляется в уменьшении её доли в суммарной мощности прошедшего сигнала;
- в эксперименте на макете 11-пролётной магистральной линии выраженное уменьшение доли несущей частоты в суммарной мощности канала наблюдалось при канальной мощности P_{in} =14 дБм;
- измеренный порог ВРМБ для исследуемого трансивера составил P_{in} =14 дБм. Для ранее исследованной выборки трансиверов [1, 11] порог ВРМБ находился в диапазоне 10–16 дБм. Для отдельно измеренного трансивера с лазером с электроабсорбционной модуляцией порог составил около 8,9 дБм. Такой источник объединяет лазер с распределённой обратной

связью и электроабсорбционный модулятор;
- для практической оценки целесообразно выражать порог ВРМБ через суммарную мощность канала, вводимую в волокно, так как она является контролируемым параметром при настройке усилительных пролётов;
- для физической интерпретации каскадного развития ВРМБ важно учитывать не только суммарную мощность канала, но и мощность в спектральной линии несущей проходящего сигнала, например в пределах её полной ширины на уровне половины максимума.

3) Влияние ВРМБ на коэффициент ошибок и качество сигнала:
- временная амплитудная неравномерность, вызванная ВРМБ, ухудшает различимость логических уровней на приёме, приводит к закрытию глаз-диаграммы и сопровождается ростом коэффициента ошибок;
- в проведённом эксперименте экстремум зависимости Pre-FEC BER после первого и 11-го пролётов достигался при мощности сигнала около P_{in}=10,5 дБм. Это значение находится вблизи области начального роста амплитудных искажений;
- для OOK-сигнала при сопоставимых параметрах усилительных пролётов в линии положение экстремума BER по оси мощности изменяется слабо.

4) Влияние битовой последовательности:
- структура битовой последовательности влияет на характер амплитудных искажений и может проявляться в виде каскадного ослабления импульсов логической «1»;
- скремблирование и ограничение длины серий логических «1» могут снижать амплитудную неравномерность, но не устраняют физический механизм ВРМБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мажирина, А.А. Экспериментальная оценка влияния вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна на ошибки в канале ВОЛС / А.А. Мажирина, А.Н. Сигаев // ПКМ-2023. Всероссийская научно-техническая и научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей; Сборник лучших докладов в 2 т. – СПб.: СПбГУТ, 2023. – С. 305-309. – EDN VXJZBS.

2. Agrawal, G.P. Nonlinear Fiber Optics / G.P. Agrawal. – 5th ed. – Netherlands, Amsterdam: Academic Press (Elsevier), 2013. – 629 p.

3. Kobyakov, A. Stimulated Brillouin scattering in optical fibers / A. Kobyakov, M. Sauer, D. Chowdhury // Advances in Optics and Photonics. – 2010. – Vol. 2, No. 1. – P. 1-59.

4. Keaton, G.L. Stimulated Brillouin scattering of pulses in optical fibers / G.L. Keaton, M.J. Leonardo, M.W. Byer, D.J. Richard // Optics Express. – 2014. – Vol. 22, No. 11. – P. 13351-13365. – DOI: 10.1364/OE.22.013351.

5. Fishman, D.A. Degradations due to stimulated Brillouin scattering in multigigabit intensity-modulated fiber-optic systems / D.A. Fishman, J.A. Nagel // Journal of Lightwave Technology. – 1993. – Vol. 11, No. 11. – P. 1721-1728. – DOI: 10.1109/50.251167.

6. ITU-T Recommendaton G.709/Y.1331 (06/2020). G709: Interfaces for the optical transport network.

7. ITU-T Recommendaton G.652 (08/2024). Characteristics of a single-mode optical fibre and cable.

8. Billington, R. Measurement methods for stimulated Raman and Brillouin scattering in optical fibres / R. Billington. – Teddington: National Physical Laboratory, 1999. – NPL Report COEM 31. – https://eprintspublications.npl.co.uk/1095/ (дата обращения: 09.09.2026).

9. Kovalev, V.I. Threshold for stimulated Brillouin scattering in optical fiber / V.I. Kovalev, R.G. Harrison // Optics Express. – 2007. – Vol. 15, No. 26. – P. 17625-17630. – DOI: 10.1364/OE.15.017625.

10. Yeniay, A. Spontaneous and stimulated Brillouin scattering gain spectra in optical fibers / A. Yeniay, J.-M. Delavaux, J. Toulouse // Journal of Lightwave Technology. – 2002. – Vol. 20, No. 8. – P. 1425-1432. – DOI: 10.1109/JLT.2002.800291.

11. Захаренков, К.А. Исследование зависимости порога ВРМБ в оптической линии связи от ширины спектра несущей частоты SFP-модулей / К.А. Захаренков, А.Н. Сигаев // Прикладная оптика - 2024. Сборник тезисов XVI Международной научной конференции. – СПб.: ООО «Скифия-принт», 2025. – С. 110-112. – EDN AHIFXC.

12. Ruffin, A. Stimulated brillouin scattering: An overview of measurements, system impairments, and applications / A. Ruffin // Technical Digest: Symposium on Optical Fiber Measurements, 2004. – DOI: 10.1109/SOFM.2004.183467.

13. Agrawal, G.P. Fiber-Optic Communication Systems / G.P. Agrawal. – 3rd ed. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 530 p. – DOI: 10.1002/0471221147.

14. Supradeepa, V.R. Stimulated Brillouin scattering thresholds in optical fibers for lasers linewidth broadened with noise / V.R. Supradeepa // Optics Express. – 2013. – Vol. 21, No. 4. – P. 4677-4687. – DOI: 10.1364/OE.21.004677.

15. Coles, J.B. Bandwidth-efficient phase modulation techniques for stimulated Brillouin scattering suppression in fiber optic parametric amplifiers / J.B. Coles, B.P.-P. Kuo, N. Alic et al. // Optics Express. – 2010. – Vol. 18, No. 17. – P. 18138-18150. – DOI: 10.1364/OE.18.018138.

Получено 24.08.2026;
принято к печати 27.08.2026

Temporal amplitude distortions caused by stimulated Brillouin scattering in optical transmission systems

K.A. Zakharenkov, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, postgraduate student, JSC SUPERTEL, engineer; zacharenkov28@mail.ru

Abstract. This work experimentally investigates Stimulated Brillouin scattering (SBS) in an on-off keying (OOK) signal as the optical channel power is varied. The aim is to establish the relationship between temporal amplitude distortions, spectral signatures of SBS, and transmission quality. Measurements were performed using laboratory models of multi-span and single-span optical links. The transmitted signal waveforms, transmitted and backscattered optical spectra, and the bit error ratio before forward error correction (Pre-FEC BER) were compared. The experiments used an optical channel transport unit 2 (OTU-2) signal, which is employed in optical transport networks to carry data in the 10 Gbit/s class. It is shown that the SBS development was accompanied by an increase in the backscattered Stokes component, greater pulse amplitude nonuniformity, changes in the channel spectrum, and an increased bit error ratio. The influence of a prescribed bit sequence on the temporal signal distortions was also examined. As SBS develops, pulse amplitude distortions exhibit a cascading pattern and depend on the preceding bit sequence. The results clarify the relationship between the spectral signatures of SBS, the temporal waveform of a modulated signal, and transmission quality parameters.

Keywords: stimulated Brillouin scattering, temporal amplitude distortions, on–off keying, intensity modulation and direct detection, multi-span dense wavelength division multiplexing transmission, fiber-optic transmission systems, bit error ratio.

For citation: Zakharenkov, K.A. Temporal amplitude distortions caused by stimulated Brillouin scattering in optical transmission systems / K.A. Zakharenkov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 9. – P. 92-104. (in russian)

REFERENCES

1. Mazhirina, A.A. Experimental assessment of the influence of stimulated Brillouin scattering on errors in a fiber-optic communication channel / A.A. Mazhirina, A.N. Sigaev // PKM-2023. All-Russian Scientific, Technical and Methodological Conference of Master's Students and Their Supervisors: Collection of Selected Papers in 2 Volumes. – Saint Petersburg: SPbSUT, 2023. – P. 305-309. – EDN VXJZBS. (in russian).

2. Agrawal, G.P. Nonlinear Fiber Optics / G.P. Agrawal. – 5th ed. – Netherlands, Amsterdam: Academic Press (Elsevier), 2013. – 629 p.

3. Kobyakov, A. Stimulated Brillouin scattering in optical fibers / A. Kobyakov, M. Sauer, D. Chowdhury // Advances in Optics and Photonics. – 2010. – Vol. 2, No. 1. – P. 1-59.

4. Keaton, G.L. Stimulated Brillouin scattering of pulses in optical fibers / G.L. Keaton, M.J. Leonardo, M.W. Byer, D.J. Richard // Optics Express. – 2014. – Vol. 22, No. 11. – P. 13351-13365. – DOI: 10.1364/OE.22.013351.

5. Fishman, D.A. Degradations due to stimulated Brillouin scattering in multigigabit intensity-modulated fiber-optic systems / D.A. Fishman, J.A. Nagel // Journal of Lightwave Technology. – 1993. – Vol. 11, No. 11. – P. 1721-1728. – DOI: 10.1109/50.251167.

6. ITU-T Recommendaton G.709/Y.1331 (06/2020). G709: Interfaces for the optical transport network.

7. ITU-T Recommendaton G.652 (08/2024). Characteristics of a single-mode optical fibre and cable.

8. Billington, R. Measurement methods for stimulated Raman and Brillouin scattering in optical fibres / R. Billington. – Teddington: National Physical Laboratory, 1999. – NPL Report COEM 31. – https://eprintspublications.npl.co.uk/1095/.

9. Kovalev, V.I. Threshold for stimulated Brillouin scattering in optical fiber / V.I. Kovalev, R.G. Harrison // Optics Express. – 2007. – Vol. 15, No. 26. – P. 17625-17630. – DOI: 10.1364/OE.15.017625.

10. Yeniay, A. Spontaneous and stimulated Brillouin scattering gain spectra in optical fibers / A. Yeniay, J.-M. Delavaux, J. Toulouse // Journal of Lightwave Technology. – 2002. – Vol. 20, No. 8. – P. 1425-1432. – DOI: 10.1109/JLT.2002.800291.

11. Zakharenkov, K.A. Study of the dependence of the SBS threshold in an optical communication link on the carrier spectral width of SFP modules / K.A. Zakharenkov, A.N. Sigaev // Applied Optics 2024: Abstracts of the XVI International Scientific Conference. – Saint Petersburg: Skifiya-print, 2025. – P. 110-112. – EDN AHIFXC. (in russian).

12. Ruffin, A. Stimulated brillouin scattering: An overview of measurements, system impairments, and applications / A. Ruffin // Technical Digest: Symposium on Optical Fiber Measurements, 2004. – DOI: 10.1109/SOFM.2004.183467.

13. Agrawal, G.P. Fiber-Optic Communication Systems / G.P. Agrawal. – 3rd ed. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 530 p. – DOI: 10.1002/0471221147.

14. Supradeepa, V.R. Stimulated Brillouin scattering thresholds in optical fibers for lasers linewidth broadened with noise / V.R. Supradeepa // Optics Express. – 2013. – Vol. 21, No. 4. – P. 4677-4687. – DOI: 10.1364/OE.21.004677.

15. Coles, J.B. Bandwidth-efficient phase modulation techniques for stimulated Brillouin scattering suppression in fiber optic parametric amplifiers / J.B. Coles, B.P.-P. Kuo, N. Alic et al. // Optics Express. – 2010. – Vol. 18, No. 17. – P. 18138-18150. – DOI: 10.1364/OE.18.018138.

ЭС
ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



















elsv.ru

105 064, РОССИЯ,
МОСКВА, УЛ. КАЗАКОВА, 16

+7 (495) 647-17-77

INFO@ELSV.RU

electrosvyazmagazine

От спутниковых сетей и 6G до искусственного интеллекта и «цифрового неба»

Главные идеи конференции — на страницах осеннего выпуска «Трудов НИИР»

Спутниковые и гибридные сети

5G/6G и беспроводной широкополосный доступ

Искусственный интеллект в телекоммуникациях

Управление частотным ресурсом



Все доклады конференции – в одном выпуске