ЭС ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

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

10 | 2026

ПЕРЕНОС НОМЕРА МЕЖДУ РЕГИОНАМИ



СЕТИ И УСЛУГИ XXI ВЕКА

АДЕКВАТНОСТЬ ЦИФРОВЫХ ДВОЙНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ 6G

2

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

МОДЕЛИРОВАНИЕ COMA-КАНАЛОВ В OFDM-СИСТЕМАХ

22

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИТЕМЫ СВЯЗИ

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОТРЕБЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕРВИСОВ

46

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

СЕТИ И УСЛУГИ XXI ВЕКА

2 **Гольдштейн Б.С., Кисляков С.В.**
Адекватность цифровых двойников для предиктивного управления сетью связи 6G

9 **Шалунов Н.Ф., Кузьмин В.С., Сидоренко В.Г.**
Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности: перспективы применения на высокоскоростном железнодорожном транспорте

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

22 **Владимиров С.А., Владимиров С.С., Сединкин И.Б.**
Моделирование CDMA-каналов в системах передачи данных с OFDM

29 **Катанович А.А., Дорошенко В.И., Вахрушева Ю.В., Цыванюк В.А.**
Способ защиты от ошибок данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи

37 **Бен Режеб Т.Б.К., Тимощук Ю.С.**
Алгоритмы демодуляции для комбинированных систем неортогонального множественного доступа PD-SCMA

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

46 **Лопато С.И.**
Параметрическая модель потребителя телекоммуникационных сервисов как инструмент оценки цифрового неравенства

58 **Елагин В.С., Чекалов Д.А., Редругина Н.М.**
Графовая модель и метод динамического размещения и миграции сервисов в MEC-сети, внедренной в сети мобильной связи

71 **Бойко А.П., Назаров А.Д.**
Математическая модель многопутевой маршрутизации оптических каналов в интегрированной транспортной сети связи

РАДИОЛОКАЦИЯ

79 **Плясовских А.П.**
Псевдосинхронизация часов

РАДИОСВЯЗЬ

88 **Светашов А.К., Травников С.А.**
Онтология и эпистемология когнитивного радио в контексте внедрения когнитивных радиосетей на практике

В ДЕТАЛЯХ

99 **Кутепов М.Ю., Бухарев И.А., Борисова Г.В., Купцова Е.Б., Плахов В.В.**
Межрегиональное перенесение абонентского номера – новый этап развития услуги MNP

CONTENTS

2 GOLDSTEIN B.S., KISLYAKOV S.V.
Adequacy of digital twins for predictive management of 6G communication networks

9 SHALUNOV N.F., KUZMIN V.S., SIDORENKO V.G.
Reconfigurable intelligent surfaces: application prospects for high-speed rail transport

22 VLADIMIROV S.A., VLADIMIROV S.S., SEDINKIN I.B.
Modeling CDMA channels in OFDM data transmission systems

29 KATANOVICH A.A., DOROSHENKO V.I., VAKHRUSHEVA Yu.V., TSYVANYUK V.A.
Method for protection against errors in data transmitted via a meteor-burst radio link

37 BEN REJEB T.B.K., TIMOSCHUK J.S.
Demodulation algorithms for combined non-orthogonal multiple access PD-SCMA systems

46 LOPATO S.I.
A parametric model of telecommunications service consumers as a tool for assessing digital inequality

58 ELAGIN V.S., CHEKALOV D.A., REDRUGINA N.M.
Graph model and method of dynamic placement and migration of services in the MEC network implemented in the mobile network

71 BOYKO A.P., NAZAROV A.D.
Mathematical model of multipath optical channel routing in an integrated transport communication network

79 PLYASOVSKIKH A.P.
Pseudo clock synchronization

88 SVETASHOV A.K., TRAVNIKOV S.A.
Cognitive radio ontology and epistemology in the context of implementing cognitive radio networks in practice

ISSN 0013-5771
ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 2026, No 10. 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 12.10.2026 Подписано в печать 30.10.2026
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 1000 экз.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

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

СЕТИ И УСЛУГИ XXI ВЕКА

Адекватность цифровых двойников для предиктивного управления сетью связи 6G

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, к.т.н.; s.v.kislyakov@gmail.com

УДК 621.391:004.942 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.001

Аннотация. *В статье рассматривается проблема оценки адекватности цифровых двойников, предназначенных для предиктивного управления инфокоммуникационными сетями B5G (Beyond 5G)/6G. Показано, что традиционные методы оценки, основанные на статистических показателях (RMSE, относительная ошибка, коэффициент корреляции, коэффициент детерминации), позволяют определить степень соответствия цифрового двойника физической сети, однако являются недостаточными для оценки его способности прогнозировать поведение сети и поддерживать принятие управляющих решений. Выполнен анализ современной методологии Verification & Validation (V&V) применительно к цифровым двойникам сетей связи и предложено ее развитие, включающее последовательную оценку структурной, параметрической, функциональной, предикативной и управляющей адекватности цифрового двойника. Для комплексной оценки предложен новый интегральный показатель адекватности, объединяющий результаты Verification, Calibration, Validation, Predictive Capability и Decision Quality. Разработанная методология ориентирована на использование в AI-native сетях B5G/6G и автономных системах управления, где цифровой двойник выступает интеллектуальным ядром предиктивного управления, обеспечивая повышение точности прогнозирования, качества принимаемых решений и эффективности эксплуатации сети.*

Ключевые слова: *цифровой двойник, Digital Twin, Network Digital Twin, адекватность цифрового двойника, Verification, Validation, Calibration, Predictive Capability, Decision Quality, интегральная оценка адекватности, предиктивное управление, инфокоммуникационные сети, B5G, 6G, Autonomous Networks, AI-native Networks, искусственный интеллект, машинное обучение, OSS/BSS, телеметрия, Network Inventory, QoS, SLA, управление сетями связи.*

Для цитирования: *Гольдштейн, Б.С. Адекватность цифровых двойников для предиктивного управления сетью связи 6G / Б.С. Гольдштейн, С.В. Кисляков // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 2-9.*

ВВЕДЕНИЕ

В монографиях [1] и [2] показано, что функционирующие сегодня в сетях операторов связи системы поддержки операций OSS (Operation Support Systems) реализуют в той или иной степени реактивное эксплуатационное управление сетью связи, базирующееся на анализе уже произошедших в сети событий. Фактически все они работают по следующему алгоритму: *Сеть → Нарушения показателей SLA/QoS, сбои/аварии, перегрузки → Обнаружение причин → Анализ ситуации в сети → Реакция в виде управляющих воздействий.*

Там же в [1], а также в статьях [3–6] авторами предлагается другой *предиктивный* подход, который базируется на концепции цифровых двойников (digital twins, DT) совместно с искусственным интеллектом (artificial intelligence, AI) и машинным обучением (machine learning, ML) AI/ML [7–15]. Этот предлагаемый новый подход соответствует следующему алгоритму:

Сеть → Цифровой двойник → Прогноз AI/ML → Анализ и оптимизация AI/ML → Упреждающие управляющие воздействия.

Таким образом, управление становится *не реактивным, а предиктивным*. Цифровые двойники в нем являются интеллектуальным ядром управления, позволяющим оценивать не только текущее состояние сети, но и возможные состояния через 5 минут, через 5 часов, через 5 дней, а также, какие последствия может вызвать то или иное управляющее воздействие.

Здесь цифровой двойник фактически представляет собой постоянно обновляемую виртуальную цифровую модель сети [3, 5, 16–19], которая получает данные из системы управления ресурсами Inventory, телеметрии, системы управления неисправностями Fault Management, системы управления производительностью Performance Management, от контроллера программно-определяемой сети (software-defined network, SDN), облачного оркестратора, платформ граничных вычислений MEC (Multi-Access Edge Computing) и др. Именно на основе этих данных цифровой двойник средствами AI/ML воспроизводит текущее состояние сети и прогнозирует её поведение в будущем.

Разумеется, все это начинает работать лишь при условии *адекватности* цифрового двойника физическому объекту.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ АДЕКВАТНОСТИ ЦИФРОВЫХ ДВОЙНИКОВ

В контексте управления телекоммуникациями авторы предлагают определить *адекватность* как степень совпадения поведения цифрового двойника DT с реальным физическим объектом (сетью, сетевым элементом) при одинаковых входных воздействиях и одинаковых условиях эксплуатации. Определенная таким образом адекватность является, по мнению авторов, наиболее значимой характеристикой DT, так как условия эксплуатации современной сети связи постоянно изменяются, возникают новые сессии пользователей, меняется нагрузка, перераспределяются радиоресурсы, перенаправляются маршруты, возникают перегрузки, сбои оборудования и программного обеспечения. Поэтому задача адекватности цифрового двойника физическому в реальном времени представляется архиважной.

В двух предыдущих статьях [3, 4] была предложена следующая модель адекватности цифрового и физического двойников. Полагалось, что в каждый момент времени t между физической сетью и её цифровым двойником существует некоторое расхождение:

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

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 перестает считаться адекватным, его данные подлежат обновлению (Update) следующим образом:

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

где $D_{\text{telemetry}}(t)$ – новые данные телеметрии о трафике, загрузке каналов, задержках, потерях пакетов, сбоях, аварийных событиях, состоянии оборудования, конфигурационных изменениях и пр., поступающие из физической сети. Фактически это обновление данных цифрового двойника $DT(t+1)$ означает корректировку его внутреннего состояния, топологии, параметров ресурсов, моделей трафика, моделей отказов и прогнозных алгоритмов. Например, при изменении нагрузки в сегменте сети цифровой двойник должен быстро отразить это изменение и оценить, нужно ли масштабировать ресурсы, перенастраивать маршрутизацию, изменять политику QoS или активировать резервные ресурсы.

Отсюда следует оценка адекватности цифрового двойника физическому объекту:

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

Таким образом, чем меньше $\varepsilon(t)$, тем выше адекватность DT и тем эффективнее использовать его для автоматического управления сетью. В данной статье мы исследуем более детально математические модели $A_{DT}(t)$ в развитие формулы (1).

ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ АДЕКВАТНОСТИ ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА

В этом разделе приведены основные математические методы оценки адекватности цифрового двойника (DT) физической сети

Пусть $y_i^{phys}(t)$ – измеренный i-й параметр физического объекта (фрагмента сети, сетевого элемента); $y_i^{DT}(t)$ – этот же параметр в DT. Тогда расхождение

$$\varepsilon_i(t) = y_i^{phys}(t) - y_i^{DT}(t)$$

позволяет оценить $\varepsilon(t)$ по конкретному параметру y. Если это расхождение мало в заданном диапазоне условий, DT считается адекватным по этому параметру y.

Также может оцениваться и относительное расхождение:

$$\delta_i = \frac{\left| y_i^{phys} - y_i^{DT} \right|}{\left| y_i^{phys} \right|} \cdot 100\%, \qquad (2)$$

где i – номер этого параметра.

Например, если рассчитанное по формуле (2) расхождение не превышает 3–10%, то DT можно считать практически полностью адекватным физическим объектам для инженерных задач управления сетью.

Часто удобнее оценивать среднеквадратичное расхождение RMSE (Root Mean Square Error), также показывающее насколько в среднем значения цифрового двойника DT отклоняются от значений физической сети:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(y_i^{phys} - y_i^{DT}\right)^2}, \qquad (3)$$

где N – число измерений; y_i^{phys} – значение параметра физической сети; y_i^{DT} – соответствующее значение, рассчитанное цифровым двойником.

Как обсуждалось в [4], значения RMSE, рассчитанные по формуле (3), имеют ту же размерность, что и исследуемый параметр y. Таким образом, эта метрика легко интерпретируется. Чем меньше значение RMSE, тем выше адекватность и точность цифрового двойника.

Таблица 1
Сравнение $y_i^{phys}(t)$ и $y_i^{DT}(t)$

Физическая сеть	Digital Twin	Ошибка
20 мс	22 мс	2 мс
30 мс	28 мс	2 мс
25 мс	27 мс	2 мс

Рассмотрим пример, в котором измеряется параметр i – задержка сети (мс) (данные представлены в табл. 1).

Из табл. 1 получаем $\mathrm{MSE} = \frac{2^2 + 2^2 + 2^2}{3} = 4$; и по формуле (3) рассчитываем $\mathrm{RMSE} = \sqrt{4} = 2$ мс.

Это означает, что в среднем прогноз DT отличается от физической сети примерно на 2 мс.

Для анализа степени линейной связи между динамикой DT и физической сети лучше использовать коэффициент корреляции r:

$$r = \frac{\sum\left(y_i^{phys} - \bar{y}^{phys}\right)\left(y_i^{DT} - \bar{y}^{DT}\right)}{\sqrt{\sum\left(y_i^{phys} - \bar{y}^{phys}\right)^2 \sum\left(y_i^{DT} - \bar{y}^{DT}\right)^2}}, \qquad (4)$$

где y_i^{phys} – значение параметра физической сети; y_i^{DT} – соответствующее значение, рассчитанное цифровым двойником; N – число наблюдений; Σ – сумма по всем N наблюдениям.

Интерпретация: $r = 1$ – идеальное совпадение DT с физической сетью, положительная линейная связь; $r = 0$ – отсутствие линейной связи. Чем ближе r к 1, тем лучше динамика DT согласуется с физической сетью. Эта оценка лучше всего подходит для тех параметров y, для которых важна именно динамика изменения характеристик, совпадение трендов. При этом следует иметь в виду, что высокий r не означает малое расхождение конкретных значений $y_i^{phys}(t)$ и $y_i^{DT}(t)$, а лишь близость характера их изменений во времени. То есть формулу (4) целесообразно использовать, когда важно понять, насколько хорошо DT повторяет динамические изменения во времени и для оценки синхронности и согласованности трендов (рост/падение нагрузки, задержки и т.д.). Эта формула оценивает только линейную связь, она не учитывает масштаб расхождения (может быть высокий r, но при этом большая ошибка), а при нелинейных зависимостях эта оценка вообще может вводить в заблуждение.

Другая оценка, объясняющая эту способность DT, – коэффициент детерминации (R^2), который показывает, какая доля вариации параметра физической сети объясняется DT:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum\left(y_i^{phys} - y_i^{DT}\right)^2}{\sum\left(y_i^{phys} - \bar{y}^{phys}\right)^2}, \qquad (5)$$

где y_i^{phys} – значение параметра физической сети; y_i^{DT} – соответствующее значение, рассчитанное цифровым двойником; N – число наблюдений; Σ – сумма по всем N наблюдениям.

Эта оценка эффективна для сравнения нескольких DT. Здесь R^2 тоже не отражает абсолютную величину расхождения. $R^2 = 1$ означает идеальное совпадение динамики DT с физической сетью. Чем ближе R^2 к 1, тем лучше DT объясняет изменчивость данных.

Формулу (5) имеет смысл использовать, когда необходимо оценить, насколько хорошо DT объясняет вариацию параметра физической сети; для сравнения качества различных вариантов DT (чем выше R^2, тем лучше алгоритм DT объясняет данные); и для анализа зависимости одного параметра от других (например, задержки от нагрузки). Но формула (5) показывает не величину расхождения, а только долю объяснённой вариации. К тому же результаты расчета по (5) чувствительны к выбросам и нелинейным искажениям, что также необходимо учитывать при использовании расчетов по формулам (3), (4) и (5).

В качестве вывода по данному разделу отметим, что для комплексной оценки адекватности цифрового двойника рекомендуется совместно использовать RMSE (абсолютная ошибка), относительную ошибку (процентное отклонение), R^2 (объясняющая способность) и коэффициент корреляции r (совпадение динамики). Совместное использование этих метрик обеспечивает более полную и надёжную оценку адекватности DT.

Но даже этот комплексный подход применение комбинации расчетов статистических оценок по формулам (3), (4) и (5) не решает полностью сформулированную выше проблему расчета адекватности DT. В дополнение к ним желательно придумать некий новый, более полный, интегральный показатель $A_{DT}(t)$, объединяющий структурную, параметрическую, функциональную, динамическую, предикативную и управляющую адекватность DT, чему и посвящены следующие разделы данной статьи.

КОМПЛЕКСНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ АДЕКВАТНОСТИ DT

Рассмотренный выше показатель адекватности наиболее близок к тому, что в англоязычной терминологии называется *validation* (валидация), т.е. насколько точно DT представляет поведение реальной физической системы, а не только правильно ее отображает. На самом деле *validation* – это только один из этапов оценки качества цифрового двойника. Если говорить именно о предикативных (прогностических) возможностях цифровых двойников, то современная методология (NASA, ASME V&V 40,

NIST, ISO Digital Twin Framework) рассматривает несколько более широкий комплекс характеристик адекватности.

Прежде всего, адекватность Digital Twin может быть расширена известной методологией V&V (Verification & Validation) оценки адекватности математических и компьютерных моделей, используемой в инженерии, авиакосмической отрасли, ядерной энергетике, медицине и (в последние годы) при разработке цифровых двойников.

Основная идея очень проста.

Validation (валидация) отвечает на вопрос: *«Правильный ли DT мы построили?» (Are we building the right DT?)*. Validation оценивает соответствие *DT* реальному объекту. Вычисляется это соответствие с помощью математических моделей, о которых говорилось в предыдущем разделе.

Verification (верификация) отвечает на вопрос: *«Правильно ли мы построили DT?» (Are we building the DT right?)*. Верификация оценивает корректность реализации DT. Проверяется, правильно ли реализован алгоритм; нет ли ошибок программирования; насколько точен выбранный метод.

Эти два понятия часто путают, хотя они проверяют совершенно разные вещи. В нашем исследовании они нужны оба. Покажем это на простом примере.

Пусть цифровой двойник моделирует фрагмент сети сеть 6G.

Verification – проверяются:

- правильно ли работает алгоритм маршрутизации;
- корректно ли реализован граф сети;
- нет ли ошибок в коде;
- правильно ли вычисляются задержки.

То есть сравнение идет с математической постановкой задачи.

Validation – результаты сравниваются с физической сетью. Пример такого сравнения приведен в табл. 2.

Если различия малы, как в примере в табл. 2, то цифровой двойник считается адекватным.

Но и этого в системах управления современными телекоммуникациями уже недостаточно. Представляется целесообразным для цифровых двойников применять более широкую методологию, чем изложенная выше V&V (Verification & Validation). То есть к Verification (правильно ли реализован DT) и Validation (соответствует ли DT физическому двойнику) добавить показатели, определяющие, насколько можно доверять прогнозам DT с учётом динамичности изменений в сети и неопределённости входных данных, измерений и параметров.

Для перспективных сетей B5G/6G к этой паре V&V предлагается добавить следующие: *Verification (верификация, структурная адекватность)* → *Calibration (калибровка, параметрическая адекватность)* → *Validation (валидация, функциональная адекватность)* → *Predictive Assessment (оценка прогностической способности)* → *Decision Assessment (оценка принимаемых решений)*.

Такая последовательность позволяет оценить не только корректность и адекватность цифрового двойника в традиционном понимании, но и его способность прогнозировать состояние сети и поддерживать принятие эффективных решений по управлению инфокоммуникационной системой. Именно этот расширенный подход наиболее соответствует задачам AI-native сетей 6G и автономного управления.

Перечислим этапы этой последовательности.

Первый этап – структурная адекватность – Verification. Отвечает на вопрос: «Правильно ли построен сам DT?». Здесь оцениваются полнота модели; корректность топологии; корректность алгоритмов. Можно записать

$A_{DTv} = f(Verification)$.

Второй этап – параметрическая адекватность – Calibration. Отвечает на вопрос: «Совпадают ли параметры модели с физической сетью?». Например, задержки; пропускные способности; вероятности отказов. Здесь появляется

$A_{DTc} = f(Calibration)$.

Третий этап – функциональная адекватность – Validation – важнейший показатель адекватности. Именно здесь проверяется, насколько хорошо $y_{DT}(t)$ соответствует $y_{phys}(t)$, о чем подробно говорилось в предыдущем разделе. То есть

$A_{DTf} = f(Functional\ Adequancy = Validation)$.

Четвертый этап – предикативная адекватность (оценка прогностической способности) – Predictive Assessment. Главное отличие цифрового двойника от обычной компьютерной модели в том, чтобы DT правильно описывал не только состояние, но и динамику. Например, после роста нагрузки реальная сеть перегружается через 30 с. Цифровой двойник должен предсказать то же самое.

Пятый этап – управляющая адекватность (оценка принимаемых решений) – Decision Assessment, или Decision Quality. Самый высокий уровень. Даже идеальный прогноз бесполезен, если рекомендации неправильные. Поэтому оцениваются управляющие команды $u_{DT}(t)$, вырабатываемые DT, которые сравниваются с оптимальным управлением $u^*(t)$, выра-

Таблица 2

Сравнение $y_i^{phys}(t)$ и $y_i^{DT}(t)$ для трех измеренных в реальной сети и рассчитанных в DT параметров i=1, 2, 3

Реальная сеть	Цифровой двойник
Delay=7,3 мс	7,4 мс
Throughput=985 Мбит/с	980 Мбит/с
Packet Loss=0,03%	0,04%

батываемым и апробированным в физической сети. Это можно записать следующим образом:

$$A_{DTd} = 1 - \frac{\| u_{DT} - u^* \|}{\| u^* \|}.$$

ИНТЕГРАЛЬНАЯ ФОРМУЛА АДЕКВАТНОСТИ

В результате в настоящей работе предлагается не ограничиваться оценками адекватности из двух предыдущих разделов, базирующимися на классических статистических показателях, и предложить новую методику оценки адекватности цифрового двойника, представленную на рисунке.

Основой показанной на рисунке методики является интегральная формула адекватности:

$$A_{DT} = w_v A_{DTv} + w_c A_{DTc} + w_f A_{DTf} + w_p A_{DTp} + w_d A_{DTd}, \quad (6)$$

где w_v, w_c, w_f, w_p, w_d – весовые коэффициенты, отражающие соответственно вклад структурной адекватности V (Verification), параметрической адекватности C (Calibration), функциональной адекватности F (Validation, Functional Adequacy), предикативной адекватности P (Predictive Capability) и управляющей адекватности D (Decision Quality) в интегральную формулу адек-

Модели оценки адекватности DT в сети связи



ватности цифрового двойника в управлении сетью связи.

Хотя предложенный авторами в этой статье интегральный показатель, описываемый формулой (6), отсутствует в существующих стандартах, но он логично объединяет рассмотренные выше этапы оценки цифрового двойника и особенно хорошо подходит для DT инфокоммуникационных сетей 6G, где важно оценивать не только совпадение DT с физической сетью, но и их способность прогнозировать состояние сети и поддерживать эффективное автономное управление.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе рассмотрена проблема оценки адекватности цифровых двойников применительно к задачам предиктивного и автономного управления инфокоммуникационными сетями 6G. Показано, что традиционной оценки соответствия цифрового двойника физическому объекту на основе отдельных статистических показателей, таких как относительная ошибка, RMSE, коэффициент корреляции и коэффициент детерминации, недостаточно для полноценной оценки цифрового двойника, используемого в контуре управления сетью связи.

В связи с этим предложено расширить классическую методологию *Verification & Validation* последовательностью *Verification* → *Calibration* → *Validation* → *Predictive Assessment* → *Decision Assessment* (верификация → калибровка → валидация → оценка прогностической способности → оценка принимаемых решений). Данная последовательность позволяет последовательно оценивать структурную, параметрическую, функциональную, прогностическую и управляющую адекватность цифрового двойника. Основным результатом работы является предложенный интегральный показатель адекватности цифрового двойника, объединяющий в единой оценке пять составляющих адекватности DT. Весовые коэффициенты позволяют учитывать различную значимость отдельных составляющих в зависимости от конкретной задачи управления сетью.

Предлагаемый интегральный показатель в настоящее время непосредственно не представлен в существующих стандартах и методологиях оценки цифровых двойников. Вместе с тем он логически развивает существующие подходы *Verification & Validation* применительно к цифровым двойникам телекоммуникационных систем и учитывает принципиально важные для сетей 6G прогностическую и управляющую составляющие.

Последнее особенно существенно для AI-native сетей 6G, в которых цифровой двойник должен не только достаточно точно воспроизводить текущее состояние физической сети, но и прогнозировать её возможные состояния, моделировать последствия различных управляющих воздействий и обеспечивать выбор эффективных упреждающих решений. Таким образом, адекватность цифрового двойника для задач предиктивного управления целесообразно рассматривать не как единственный показатель совпадения модели с физическим объектом, а как комплексную многоуровневую характеристику, определяющую степень доверия к цифровому двойнику при формировании автоматических управляющих воздействий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

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

2. 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.

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

4. 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.

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

6. 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.

7. 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.

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

9. Zhang, Y. Digital Twin. Architectures, Networks, and Applications / Y. Zhang. – Springer Cham, 2024. – 126 p.

10. 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.

11. Бишоп, К.М. Глубокое обучение: принципы и концепции / К.М. Бишоп, Х. Бишоп; Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2025. – 740 с.

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 19. – P. 17608-17626.

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

14. 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).
15. 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.
16. 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).
17. Goldstein, A. Telecommunications Management in 6G Networks: Concepts. Challenges, and Applications / A. Goldstein, B. Goldstein. – Tellur Telecommunications, 2025. – 290 p.
18. Лихтциндер, Б.Я. Связь и цифровые двойники / Б.Я. Лихтциндер // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17, № 8. – С. 30-37.
19. 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. – article 9996376. – https://doi.org/10.1155/adce/9996376.

Получено 18.08.2026;
принято к печати 26.08.2026

Adequacy of digital twins for predictive management of 6G communication networks

B.S. Goldstein, professor, Dr.Sci.(Tech.); bgold@niits.ru
S.V. Kislyakov, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, associate professor, Ph.D.; s.v.kislyakov@gmail.com

Abstract. The article addresses the problem of assessing the adequacy of digital twins designed for the predictive management of B5G (Beyond 5G)/6G infocommunication networks. It has been shown that traditional assessment methods based on statistical metrics (RMSE, relative error, correlation coefficient, coefficient of determination) make it possible to determine the degree of correspondence between a digital twin and the physical network; however, they are insufficient for evaluating its ability to predict network behavior and support management decision-making. An analysis of modern Verification & Validation (V&V) methodology as applied to digital twins of communication networks has been conducted, and an enhancement to this methodology is proposed; this enhancement involves the sequential assessment of the digital twin's structural, parametric, functional, predictive, and control adequacy. For a comprehensive assessment, a new integral adequacy metric has been proposed, combining the results of Verification, Calibration, Validation, Predictive Capability, and Decision Quality. The developed methodology is designed for use in AI-native B5G/6G networks and autonomous management systems, where the digital twin serves as the intelligent core of predictive control, enhancing forecasting accuracy, decision-making quality, and network operational efficiency.

Keywords: digital twin, network digital twin, digital twin adequacy, verification, validation, calibration, predictive capability, decision quality, predictive network management, autonomous networks, AI-native networks, 6G, Beyond 5G (B5G), OSS/BSS, artificial intelligence, machine learning, telecommunication networks, network management, QoS, SLA, telemetry, network inventory.
For citation: Goldstein, B.S. Adequacy of digital twins for predictive management of 6G communication networks / B.S. Goldstein, S.V. Kislyakov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 2-9. (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. 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)
3. 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. 32-39. (in russian)
4. 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)
5. 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)
6. 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)
7. 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.
8. Carter, J. Data Synthesis and Digital Twins / J. Carter. – Moscow: Eksmo, 2024. (in russian)
9. Zhang, Y. Digital Twin. Architectures,

Networks, and Applications / Y. Zhang. – Springer Cham, 2024. – 126 p.
10. 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.
11. Bishop, C.M. Deep Learning; Foundations and Concepts / C.M. Bishop, H. Bishop. – Springer, 2023.
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 19. – P. 17608-17626.
13. 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)
14. 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).
15. 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.
16. 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).
17. Goldstein, A. Telecommunications Management in 6G Networks: Concepts. Challenges, and Applications / A. Goldstein, B. Goldstein. – Tellur Telecommunications, 2025. – 290 p.
18. Likhttsinder, B.Ya. Communications and digital twins / B.Ya. Likhttsinder // T-Comm. – 2023. – Vol. 17, No. 8. – P. 30-37. (in russian)
19. 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. – article 9996376. – https://doi.org/10.1155/adce/9996376.

Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности: перспективы применения на высокоскоростном железнодорожном транспорте

Н.Ф. Шалунов, Российский университет транспорта, аспирант; shalunov.nf@rut-miit.ru
В.С. Кузьмин, Российский университет транспорта, доцент, к.т.н.; kuzmin-vs@rut-miit.ru
В.Г. Сидоренко, Российский университет транспорта, профессор, д.т.н.; sidorenko_v@rut-miit.ru

УДК 621.396.931+654.165 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.002

Аннотация. *Определены основные сценарии применения реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (reconfigurable intelligent surface, RIS) в условиях высокоскоростного железнодорожного транспорта и соответствующие методы их моделирования. На основе результатов патентного исследования сформулированы основные тенденции развития в области конструкции элементарных ячеек RIS, управления лучом, оценки состояния канала и интеграции поверхностей в существующие и перспективные сети беспроводной связи. Описаны основные сценарии применения RIS как для нужд подсистем диагностики и управления движением поездов, так и для реализации пассажирских сервисов. На основе анализа научной и технической документации установлена необходимость уточнения моделей каналов с применением RIS в условиях высокоскоростного движения. Полученные результаты могут быть использованы при разработке перспективных средств связи для нужд железнодорожного транспорта.*

Ключевые слова: *реконфигурируемая интеллектуальная поверхность, «гигабитный» поезд, интеллектуальные транспортные системы, канал «поезд – земля», высокоскоростной железнодорожный транспорт.*

Для цитирования: *Шалунов, Н.Ф. Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности: перспективы применения на высокоскоростном железнодорожном транспорте / Н.Ф. Шалунов, В.С. Кузьмин, В.Г. Сидоренко // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 9-21.*

ВВЕДЕНИЕ

При реализации движения поездов на высоких скоростях особое внимание уделяется организации беспроводных каналов связи «поезд—земля» в составе гибридных систем управления движением поездов, а также средств технической диагностики и мониторинга. В условиях наметившейся взаимной интеграции указанных систем на такие каналы возлагается решение задач трансляции приказов разрешения/запрета на движение и передачи в реальном времени больших объемов диагностических данных от комплекса напольных стационарных датчиков, а также

от сенсоров на специальном самоходном, скоростном и высокоскоростном подвижном составе [1–3]. Оценка скорости передачи данных, необходимой для канала «поезд–земля» с учётом пассажирских сервисов, составляет порядка 1 Гбит/с (соответствующая концепция в рамках реализации Future Railway Mobile Communication System (FRMCS) получила название «гигабитный» поезд) [4].

С учетом этого, а также общемировых тенденций в области организации высокоскоростного движения, применение таких стандартов как GSM-R, DMR и TETRA видится недостаточным [5, 6]. В первую очередь это связано с тем, что при скоростях движения до 360 км/ч и выше в значительной степени проявляются дестабилизирующие факторы, приводящие к деградации канала. К таким факторам относятся критические потери на проникновение сигнала в салон, снижающие качество пассажирских сервисов, высокая частота групповых хендоверов, сложность реализации систем формирования луча в условиях нестационарного канала [7–9].

Одним из решений, призванных компенсировать влияние указанных дестабилизирующих факторов, являются реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (reconfigurable intelligent surface, RIS), которые обеспечивают преобразование среды передачи сигналов за счет изменения фазы отражаемого (преломляемого) сигнала [9]. RIS представляет собой планарную структуру из массива субволновых ячеек, способных независимо изменять амплитуду и/или фазу падающей электромагнитной волны, снижая влияние перечисленных выше дестабилизирующих факторов [10, 11]. По сравнению с конкурирующими технологиями – активными ретрансляторами, фазированными антенными решётками и системами обратного рассеяния – RIS обладает рядом существенных преимуществ [10, 11], в частности:

- пассивные отражающие элементы обеспечивают энергопотребление на порядок ниже, чем активные;
- панель реализуется в виде тонкопрофильной, лёгкой конструкции, допускающей монтаж на стенах зданий, рекламных щитах, фасадах и, что особенно важно в отношении пассажирских сервисов, на стеклопакетах транспортных средств;
- развёртывание RIS в существующих системах связи не требует изменения стандартов и аппаратной части базовых станций (БС) и абонентских терминалов (АТ), достаточно только выполнить модификацию протоколов управления.

Вопросы применения RIS представлены в ряде отечественных публикаций [12–15]. В них, а также в ГОСТ Р 72111.1 и 72111.2 и соответствующих спецификациях ETSI GR RIS 001–008 представлены сведения об основных сценариях применения интеллектуальных поверхностей и расчётных моделях. Специфика RIS для железнодорожного транспорта, в том числе высокоскоростного, рассматривается только в отдельных зарубежных работах, например, в [9]. При этом комплексные исследования, направленные на определение уровня техники в области конструкции и особенностей применения RIS, в том числе обеспечивающих их интеграцию в сети беспроводной связи для высокоскоростного железнодорожного транспорта, практически отсутствуют. С учетом этого целью настоящей работы является формулирование тенденций развития в части конструкций и практики применения реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей, а также определение сценариев их использования для совершенствования пассажирских сервисов и технических средств гибридной системы управления движением поездов в рамках проекта ВСЖМ-1.

РЕГЛАМЕНТ ВЫПОЛНЕНИЯ ПОИСКА И ОТБОРА ПАТЕНТНОЙ И НАУЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Для решения поставленной задачи выполнено патентное исследование в соответствии с методологией, приведённой в ГОСТ 15.011. При формировании поисковых запросов использовались такие подгруппы международной патентной классификации как H04B 7/04, H04B 7/06, H04B 7/08, H01Q 3/00, H01Q 3/44, H01Q 3/46, H01Q 15/00, H01Q 15/14, которые охватывают технические решения в области антенных систем с управляемой диаграммой направленности, отражающих и рассеивающих поверхностей, а также систем передачи с использованием многоэлементных антенных решёток. Глубина поиска принята равной 10 годам. Результаты, представленные в статье, релевантны на 24.03.2026.

По результатам обработки полученной выборки сформирован перечень из 229 патентных документов, включающий международные заявки PCT (WO), патенты и заявки США (US), Китая (CN), Республики Корея (KR), Европейского патентного ведомства (EP) и Великобритании (GB).

Количественные результаты исследования показали устойчивый рост изобретательской активности в рассматриваемой области. Только за последние два полных года (2024 и 2025) опубликовано свыше 73% от общего числа патентных документов, что подтверждает нарастающий интерес к данной области техники со стороны разработчиков.

Анализ распределения патентных документов по заявителям свидетельствует о доминировании в области крупных телекоммуникационных корпораций. Бесспорным лидером по числу патентных заявок является Qualcomm (24,0% от общего числа опубликованных патентных документов), что отражает стра-

тегический интерес компании к интеграции RIS в экосистему 5G NR и 6G. Второе место занимает Dell Products (8,3%), сосредоточившая усилия преимущественно на разработке материалов и элементной базы RIS. Далее следуют Ericsson и Lenovo (с долей 4,4%), Huawei и Samsung (с долей 3,5%), InterDigital (2,6%), Apple и Nokia (2,2%). Характерно наличие среди заявителей ведущих китайских университетов – Нанкинского университета почты и телекоммуникаций, Северо-Западного политехнического университета и Юго-Восточного университета – что свидетельствует о значительном объёме фундаментальных исследований, реализуемых в настоящее время в КНР.

Следует отметить, что абсолютное большинство патентных документов в выборке (свыше 90%) принадлежит компаниям и исследовательским организациям из США, Китая, Южной Кореи и Европы, тогда как российские заявители в данной области не присутствуют.

Далее рассмотрим качественные результаты исследования. Типовая конструкция RIS включает три функциональных слоя: внешний отражающий слой с массивом мета-атомов (элементарных ячеек, юнит-ячеек), печатную плату управляющей электроники (контроллер) и медную подложку, обеспечивающую экранирование [10]. Каждый мета-атом содержит резонансную металлическую структуру и управляемый элемент – как правило, PIN-диод или варактор, состояние которого определяет электромагнитный отклик ячейки. В простейшем случае PIN-диод обеспечивает двухбитное (или однобитное) дискретное управление фазой [11, 16].

Развитие элементной базы RIS охватывает несколько технологических направлений, существенно расширяющих функциональные возможности оборудования [16]. Жидкокристаллические ячейки, в которых приложенное напряжение изменяет диэлектрическую проницаемость слоя и, соответственно, фазу отражённого сигнала, обеспечивают непрерывное (аналоговое) управление фазой, устраняя артефакты дискретного варианта реализации. Материалы с фазовым переходом – диоксид ванадия (VO_2) и халькогенидные соединения (GeSbTe) – допускают переключение между изолирующим и проводящим состояниями под воздействием импульсного нагрева, причём достигнутое состояние сохраняется без постоянного питания, что обеспечивает низкое энергопотребление. Сегнетоэлектрические плёнки на основе титаната бария-стронция (BST) позволяют реализовать непрерывное управление фазой с наносекундным временем переключения. Для терагерцового диапазона разрабатываются ячейки на гетеропереходах GaN/AlGaN с использованием двумерного электронного газа [16].

В соответствии с современной систематизацией, предложенной в [16], выделяется ряд принципиально различных аппаратных архитектур RIS: пассивная, активная, гибридная (сенсорная), двухрежимная и модульная RIS. В *пассивной RIS* каждый мета-атом осуществляет управляемое отражение без усиления. Данная архитектура проста и имеет минимальное энергопотребление. При этом суммарное затухание в канале «передатчик-RIS-приёмник» определяется произведением потерь на двух участках каскадного канала, что существенно ограничивает эффективную дальность действия [10, 16]. *Активная RIS* предполагает интеграцию малошумящих усилителей в каждый мета-атом, что позволяет компенсировать мультипликативные потери каскадного канала и обеспечить аддитивную (а не мультипликативную) модель затухания. Однако такая архитектура RIS имеет сложную конструкцию, собственный шум и повышенное энергопотребление [16]. *Гибридная (сенсорная) RIS* сочетает отражающие и приёмные элементы в единой конструкции: часть мета-атомов осуществляет стандартное отражение, тогда как встроенные сенсорные элементы, подключённые к радиочастотным цепям приёма, обеспечивают измерение параметров падающего сигнала [16]. Это решает критически важную проблему оценки состояния каскадного канала, позволяя RIS самостоятельно собирать информацию о направлении прихода, мощности и фазе сигнала без необходимости обратной связи от приёмника. *Двухрежимная RIS* способна реализовывать переключение между режимом отражения (функция зеркала) и режимом пропускания (функция линзы). Как правило, слой VO_2 обеспечивает переключение между изолирующим (пропускание) и металлическим (отражение) состояниями, что позволяет обслуживать пользователей, расположенных по обе стороны от поверхности, обеспечивая полное покрытие среды [16]. Данная архитектура представляет особый интерес для реализации пассажирских сервисов на высокоскоростном железнодорожном транспорте, где RIS, встроенная в стеклопакет вагона, способна компенсировать потери проникновения. *Модульная RIS* – масштабируемая архитектура, состоящая из набора унифицированных «тайлов» (плиток), каждый из которых содержит приёмные и передающие антенные элементы с интегральной схемой управления, объединённых общим центральным контроллером [16]. Модульный подход позволяет наращивать площадь поверхности и адаптировать геометрию массива к конкретным условиям развёртывания. Такая RIS совмещает в одном физическом слое крупные ячейки для низкочастотных диапазонов и малые ячейки для высокочастотных, размещённые в отверстиях структуры крупных ячеек, что обеспечивает одновременную работу в нескольких частотных полосах.

На основе качественного анализа результатов патентного исследования выделено девять темати-

ческих групп технических решений, отражающих основные направления развития технологии RIS:

1) конструкция элементарных ячеек и применяемые материалы;
2) аппаратные архитектуры RIS и их реализация;
3) управление лучом;
4) оценка состояния канала с RIS;
5) интеграция RIS в сетевую инфраструктуру;
6) подавление интерференции;
7) повышение энергоэффективности;
8) решение задач позиционирования;
9) специальные отраслевые решения, в том числе для высокоскоростного железнодорожного транспорта.

Первая группа патентных документов – одна из наиболее многочисленных. В её рамках предложены различные конструкции юнит-ячеек и новых материалов для обеспечения управляемого фазового сдвига отражённого и/или преломлённого сигналов. Можно выделить несколько подходов к реализации управляемого элемента. Первый основан на использовании жидкокристаллических слоёв, размещённых между электродными структурами. При этом изменение напряжения смещения варьирует диэлектрическую проницаемость слоя и, соответственно, фазу отражённого сигнала [17, 18]. Второй подход предполагает применение материалов с фазовым переходом – диоксида ванадия (VO_2) и халькогенидных соединений (GeSbTe), управляемых матрицей микронагревателей. В этом случае импульсный нагрев переводит материал из изолирующего состояния в проводящее, формируя требуемую геометрию отражающей поверхности [19]. Третий подход базируется на сегнетоэлектрических плёнках (титанат бария-стронция BST), обеспечивающих непрерывное управление фазой за счёт плавного изменения диэлектрической проницаемости под действием электрического поля [20].

В рамках *второй группы* технических решений в [21] предложена модульная архитектура, состоящая из унифицированных «тайлов» (плиток), каждый из которых содержит приёмные и передающие антенные элементы с интегральной схемой управления весовыми коэффициентами луча, объединённых общим центральным контроллером. В [22] предлагается многодиапазонная RIS, совмещающая в одном физическом слое крупные ячейки для низких частот и малые ячейки для высоких частот, размещённые в отверстиях структуры крупных ячеек. Особый интерес представляют конструкции с двойным режимом работы (отражение/пропускание), реализуемые через слой VO_2 или полупроводниковые ключи, обеспечивающие охват электромагнитной среды на 360° [23].

В рамках *третьей группы* патентных документов предложены итерационные методы «обучения» луча (beam training), использующие «многопозиционные» отражённые лучи для ускорения поиска оптимального направления [24]. Предложены двухэтапные процедуры захвата луча, при которых сначала определяется подходящий луч для линии «БС–RIS», а затем RIS переключает конфигурации для выбора луча в сторону терминала. Значительное число патентов посвящено кодовым книгам – предустановленным наборам конфигураций фазовых сдвигов, генерируемых с использованием дискретного и дробного преобразования Фурье, алгоритмов роя частиц PSO или моделей глубокого обучения, например [25]. Отдельное направление составляют методы формирования лучей с орбитальным угловым моментом (orbital angular momentum, OAM) для многократного увеличения ёмкости канала [26].

Четвёртая группа решений посвящена проблеме получения информации о состоянии каскадного канала «БС–RIS–АТ», являющейся центральной для эффективного применения RIS. В рамках данной группы решений в [27] предложены методы разделения оценки канала на определение общих путей («БС–RIS») и специфических путей («RIS–АТ») для снижения объёма пилотных сигналов и вычислительной сложности. В [28] представлена конструкция RIS с интегрированными сенсорными ячейками, способными собирать информацию о фазе сигнала непосредственно на поверхности и преобразовывать её в изображения для обучения нейронных сетей оценке местоположения приёмопередатчика. В [29] рассматриваются методы обратной связи, использующие битовый поток характеристических последовательностей для восстановления матрицы фазового сдвига на стороне RIS с минимальными сетевыми ресурсами.

В рамках решений, отнесённых к *пятой группе*, в [30–32] предложены три режима управления RIS – базовой станцией, терминалом пользователя или встроенным контроллером – с выбором на основе измерений опорных сигналов, времени круговой задержки или дистанции между узлами. В частности, в [30] рассматриваются механизмы хэндовера между несколькими RIS на основе индикаторов нагрузки поверхности, а также предложен метод управления RIS как активным узлом сети с процедурой регистрации, аналогичной регистрации терминала (3GPP NR) [31]. В рамках данной группы технических решений также рассматривается внутриполосное беспроводное управление RIS путём встраивания амплитудно-модулированных команд непосредственно в OFDM-символы сигналов 5G/NR без использования внешних интерфейсов связи [32].

Существенная часть технических решений, отнесённых к *шестой группе*, направлена на использование RIS для подавления интерференции. В [33] предложены методы деструктивного сложения от-

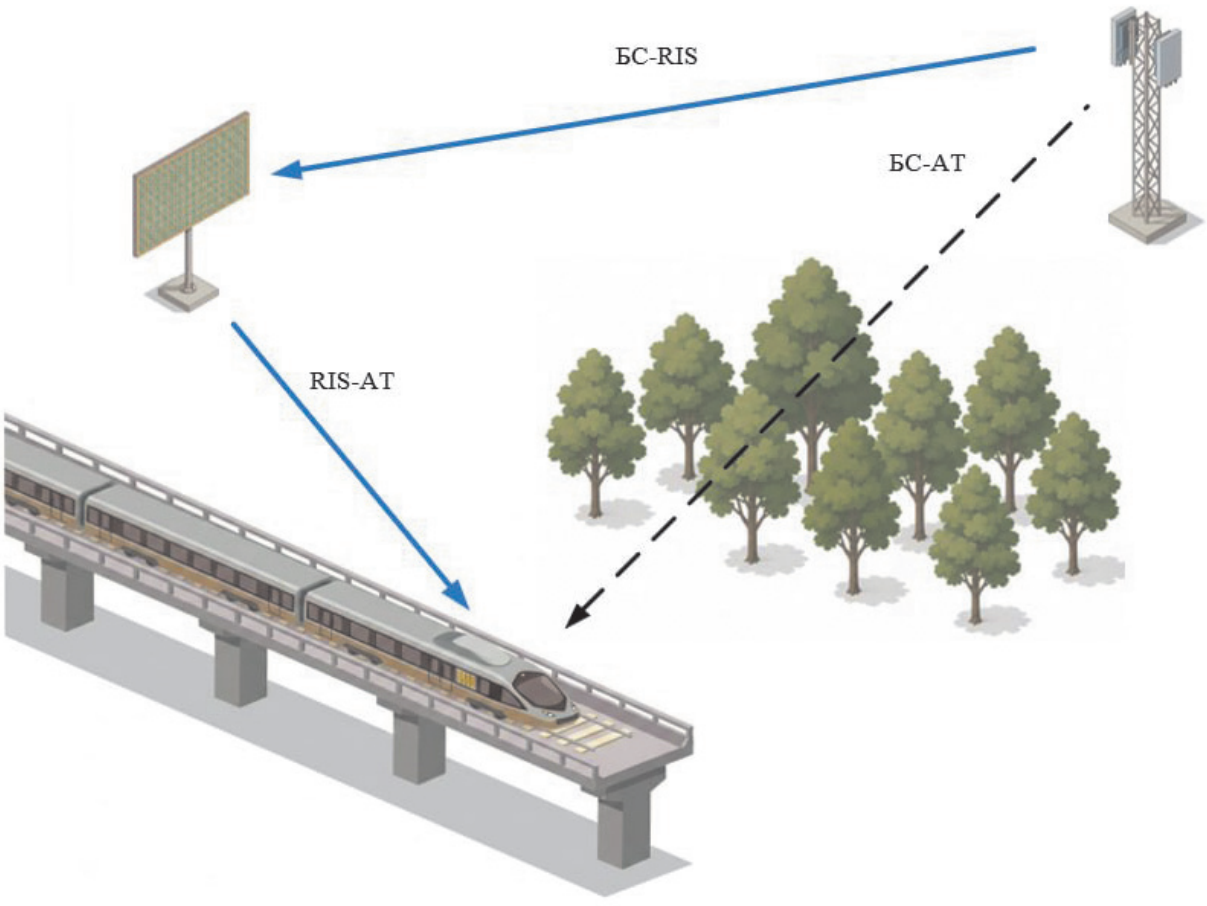
ражённого сигнала RIS с помехами от соседних сот в точке приёма терминала. В [34] рассматриваются различные конфигурации подавления боковых лепестков диаграммы направленности, например, с использованием амплитудного взвешивания элементов. В [35] для обеспечения безопасности передачи данных предложены системы, минимизирующие вероятность обнаружения сигнала перехватчиком за счёт формирования узкого луча и рандомизации параметров отражения. В [36] представлены методы валидации целостности пути связи с использованием генеративно-состязательных сетей (generative adversarial network, GAN) для обнаружения перехвата.

В рамках *седьмого направления* предложена многофункциональная RIS (MF-RIS), способная переключаться между режимами сбора энергии радиочастотных сигналов и ретрансляции, обеспечивая полную энергетическую самодостаточность [37]. В [38] представлена архитектура так называемой «почти пассивной» RIS (Nearly Passive RIS, NP-RIS), где каждая ячейка запрограммирована на постоянный фазовый сдвиг, а управление осуществляется выбором подмножества активных ячеек.

Восьмая группа решений посвящена использованию RIS для повышения точности определения пространственных координат терминалов и совмещения функций связи и зондирования (Integrated Sensing And Communication, ISAC). В [39] описаны методы сегментации поверхности RIS для улучшения точности оценки координат с использованием опорных сигналов позиционирования (Downlink Positioning Reference Signal, DL PRS) и алгоритмов подавления избыточных повторов. В [40] предложен метод оценки геометрического фактора снижения точности (Dilution of Precision, DOP) для оптимального выбора RIS из доступного набора. В [41] для систем ISAC предложена супердиагональная архитектура RIS (Beyond Diagonal RIS, BD-RIS) с импедансными соединениями между портами для снижения ошибок отслеживания целей.

Отдельную *девятую* группу составляют технические решения, ориентированные на конкретные прикладные сценарии. Среди них наибольший интерес представляют работы, связанные с организацией канала связи «поезд–земля». Так в [42] рассмотрена проблематика высокоскоростного железнодорож-

Рисунок 1
Применение отражающей RIS на открытой местности



ного транспорта (сценарий high-speed train (HST)) и предложен метод управления множественными мобильными RIS-узлами через группу элементов на основе информации о доплеровском смещении и углах падения сигнала. Для автомобильного транспорта (сценарии Vehicle-to-Vehicle, Device-to-Device) разработаны методы координации ресурсов RIS с учётом типа трафика. Патент [43] описывает способ фазовой компенсации доплеровского сдвига с помощью RIS, т.е. ключевую функциональность для условий высокоскоростного движения.

В соответствии с проведённым анализом можно сформулировать следующие основные тенденции в рассматриваемой области техники:

- переход от дискретного управления фазой на основе PIN-диодов к непрерывному управлению с использованием жидких кристаллов, сегнетоэлектриков и материалов с фазовым переходом, что повышает точность формирования луча;
- разработка модульных и масштабируемых архитектур RIS, допускающих наращивание площади поверхности и многодиапазонную работу в рамках единой физической конструкции;
- интенсивная стандартизация протоколов управления RIS, включая определение режимов управления, процедур хэндовера, сигнализации и оценки канала;
- активная разработка двухрежимных конструкций RIS (отражение/преломление), обеспечивающих 360-градусное покрытие среды и являющихся перспективными для применения в сценариях с высокими потерями проникновения, характерными для пассажирских сервисов железнодорожного транспорта;
- появление отдельных решений, непосредственно рассматривающих проблематику организации беспроводной связи на высокоскоростном транспорте, управление множественными мобильными RIS-узлами с учётом доплеровского смещения и компенсация фазовых искажений, вызванных эффектом Доплера.

СЦЕНАРИИ ПРИМЕНЕНИЯ RIS НА ВЫСОКОСКОРОСТНОМ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

С учётом вышеизложенного возможно сформулировать следующие *сценарии применения RIS* в условиях высокоскоростного железнодорожного транспорта. Преимущественно для организации канала «поезд – земля» предполагается использовать отражающие RIS в условиях открытого пространства (рис. 1), остановочных пунктов (рис. 2) и искусственных сооружений (рис. 3). Для организации внутривагонной пассажирской связи возможно дополнительно применять преломляющие RIS, встраиваемые в стеклопакеты (рис. 4).

Путевые отражающие пассивные RIS могут размещаться вдоль железнодорожной линии на пу-

Рисунок 2
Применение отражающей RIS в условиях остановочного пункта

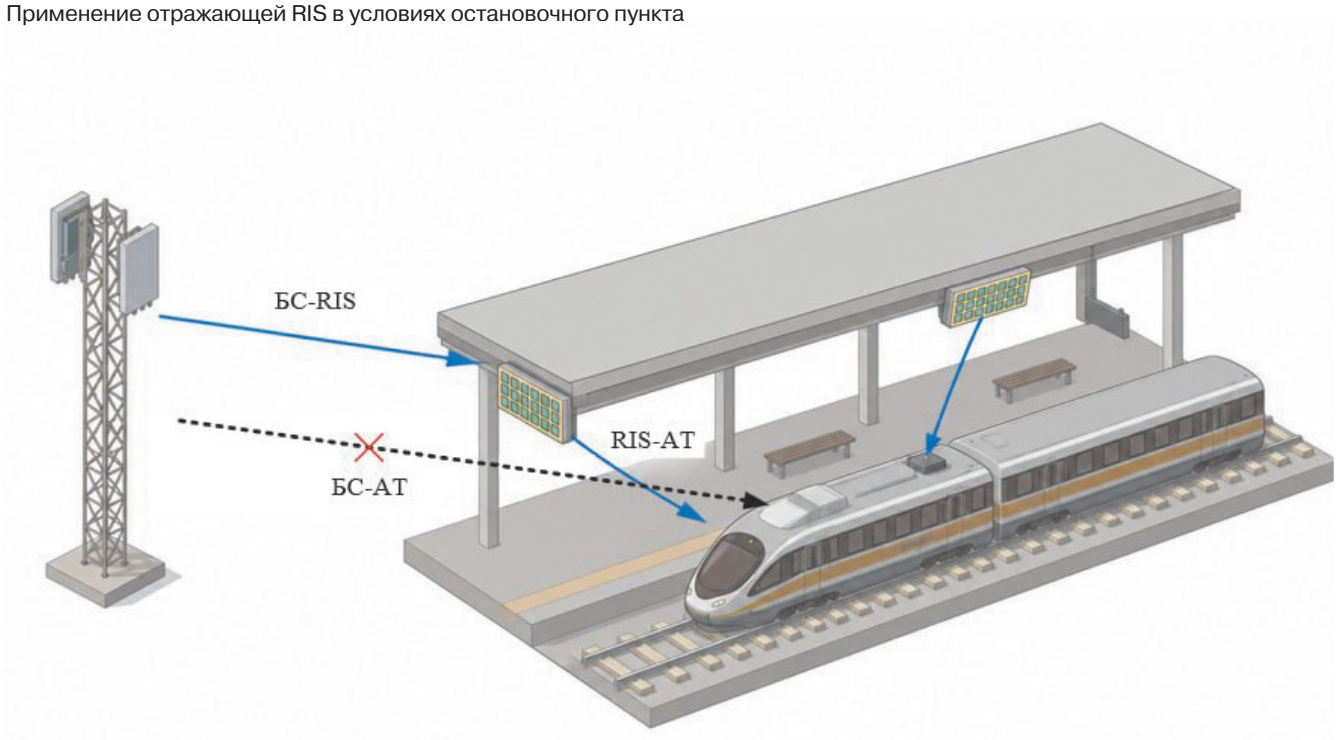


Рисунок 3
Применение отражающей RIS в условиях искусственных сооружений на примере тоннеля

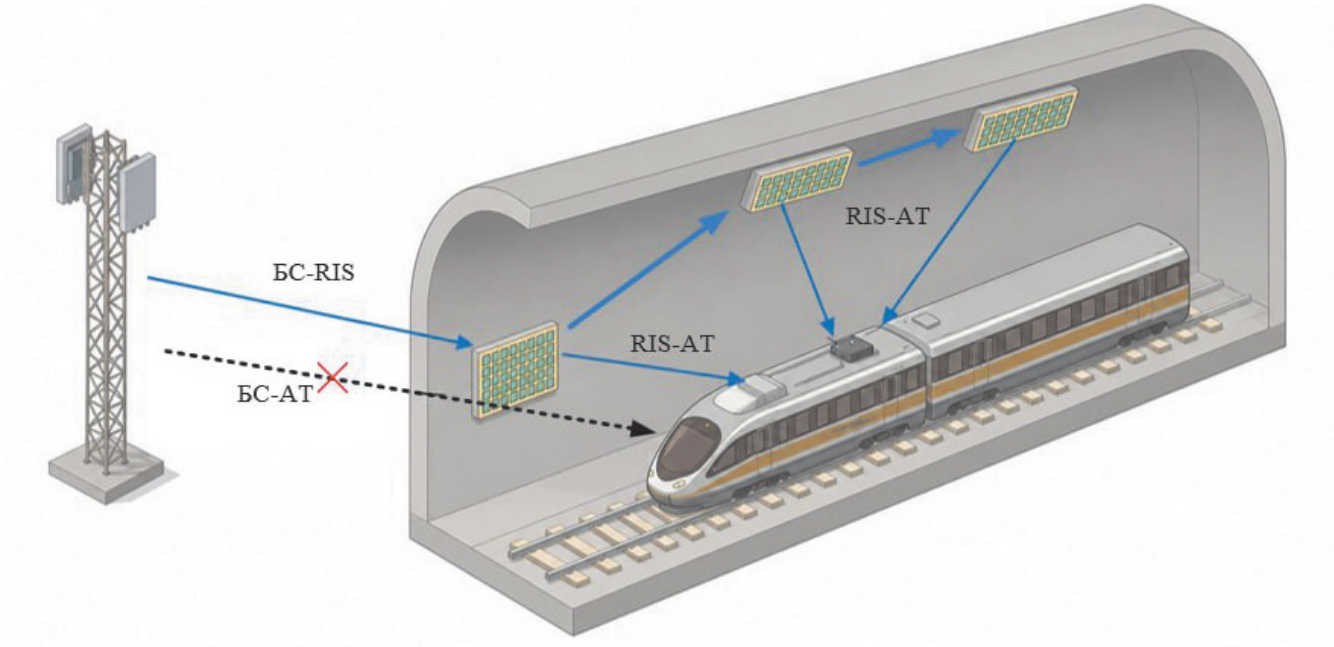
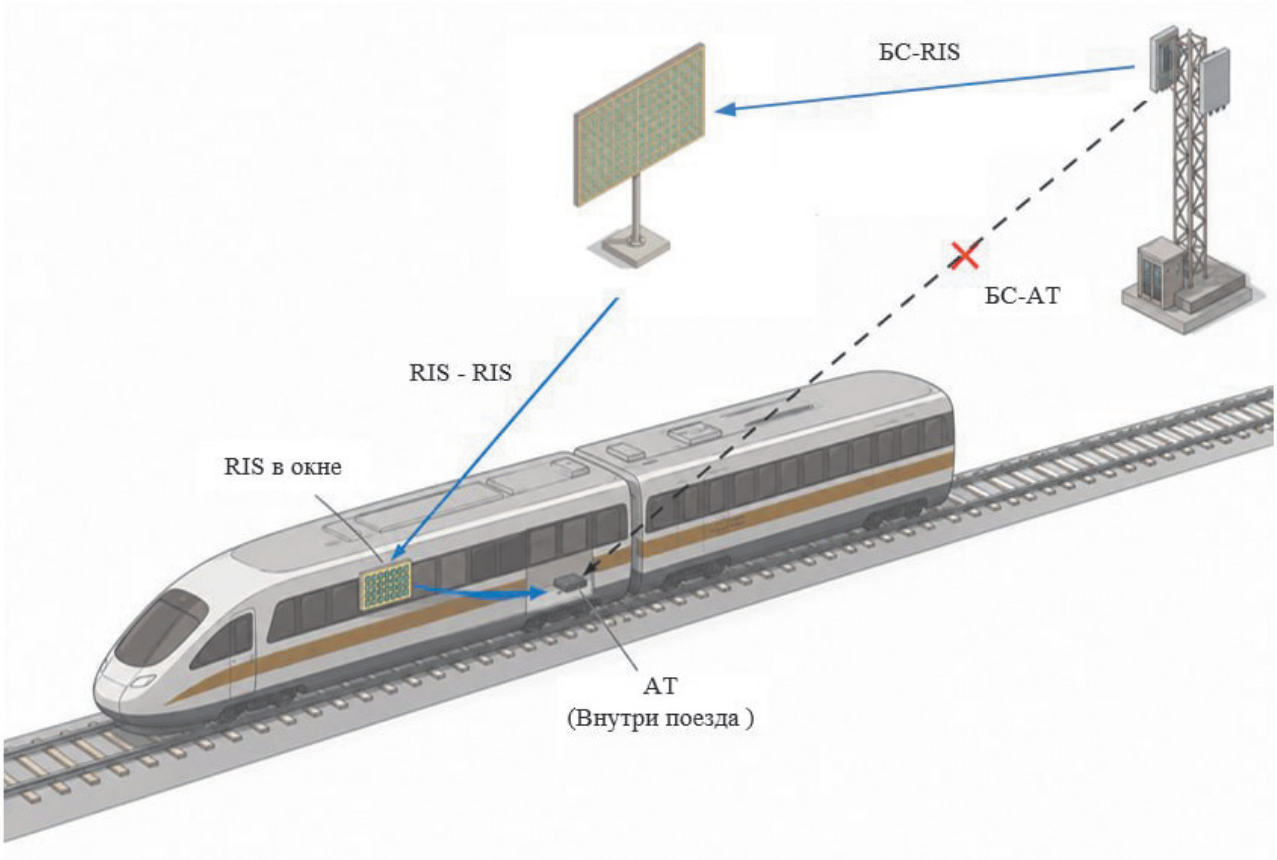


Рисунок 4
Применение преломляющей RIS на борту поезда



тевых столбах, шумозащитных экранах и фасадах зданий [44]. Преимуществом такой реализации является отсутствие необходимости модернизации подвижного состава, возможность реализации проводного канала управления, простота обслуживания в сравнении с преломляющими поверхностями. При этом путевая отражающая RIS способна поддерживать функционирование каскадного канала «БС–RIS–АТ» (см. рис. 1–3) только в течение ограниченного интервала времени (до 30 с при скорости 350 км/ч) и расстоянии между RIS 1–3 км и не позволяет компенсировать потери на проникновение сигнала в салон.

Преломляющие RIS встраиваются в стеклопакет окна поезда и функционируют в режиме пропускания [45]. Фундаментальное преимущество бортового размещения, формально обоснованное в работе [46], заключается в снижении частоты оценки состояния канала (Channel State Information, CSI) и сокращении накладных расходов на передачу пилотных последовательностей.

Применение RIS в условиях остановочных пунктов и искусственных сооружений (см. рис. 2 и 3) представляет собой наиболее сложный сценарий: замкнутая среда, тюбинговая обделка тоннелей, блокировка прямого пути распространения сигнала и сложная многолучёвая структура канала. В работах [47] и [48] рассматриваются варианты размещения RIS на стене тоннеля на расстоянии 50–100 м от начала кривых участков пути. Применение RIS обеспечивает уровень сигнала, эквивалентный условиям прямой видимости.

Следует отметить, что для анализа каналов связи в условиях высокоскоростного железнодорожного транспорта разработано несколько специализированных математических моделей. Так, в [44], где рассматривается использование отражающих RIS, канал между БС и поездом описывается как суперпозиция прямого канала и N каскадных каналов, проходящих через элементы RIS. В [45] канал «БС–RIS» моделируется как райсовский с учётом доплеровского сдвига, а канал «RIS–АТ» – как квазистатический. При этом в рассматриваемых моделях не учитывается специфика реализации отечественной системы управления движением поездов. С учётом этого в дальнейшем необходимо будет адаптировать известные модели и технические решения, направленные на реализацию управления RIS на основе информации о доплеровском смещении и углах падения сигнала. Также требуется адаптировать известные методы фазовой компенсации доплеровского сдвига с помощью RIS к условиям, характерным для высокоскоростного железнодорожного транспорта.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения исследования сформулированы тенденции развития конструктивных решений и практики применения реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей, а также определены основные сценарии их использования для совершенствования пассажирских сервисов и технических средств гибридной системы управления движением поездов в рамках проекта ВСЖМ-1. Получены следующие основные результаты:

1. Патентование осуществляется в рамках нескольких обособленных направлений, к основным из которых следует отнести новые конструкции элементарных ячеек и применяемые материалы, методы управления лучом и оценки состояния канала с RIS, вопросы интеграции RIS в существующую инфраструктуру, повышение энергоэффективности, а также решение задачи позиционирования.

2. Сформулированы основные тенденции развития в области конструирования и применения RIS. Основными сценариями применения RIS в условиях высокоскоростного железнодорожного транспорта являются применение отражающих поверхностей в условиях открытого пространства, остановочных пунктов и искусственных сооружений. Для организации внутривагонной пассажирской связи возможно дополнительно применять преломляющие RIS.

3. Известные модели каналов с RIS, приведённые в нормативных документах и исследованиях, не в полной мере учитывают потери на проникновение сигнала, частые групповые хендоверы, сложность формирования луча в нестационарном канале. С учётом этого в будущем потребуется разработать соответствующие модели и технические решения.

Полученные результаты представляют собой основу для разработки моделей каналов с RIS в условиях высокоскоростного движения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розенберг, Е.Н. Проектные решения РСУДП для ВСЖМ-1 / Е.Н. Розенберг, А.В. Озеров, А.Г. Баранов // Автоматика, связь, информатика. – 2024. – № 3. – С. 2-4. – DOI: 10.34649/AT.2024.3.3.001. – EDN FNNPZI.

2. Розенберг, Е.Н. Российская система управления и обеспечения безопасности движения поездов на ВСЖМ-1 Москва – Санкт-Петербург / Е.Н. Розенберг, А.Г. Баранов, А.Д. Сметанина, В.С. Лобанова // Железнодорожный транспорт. – 2023. – № 8. – С. 26-29. – EDN TIBLPX.

3. Кудюкин, В.В. О подходах к диагностированию инфраструктуры ВСЖМ / В.В. Кудюкин, З.Б. Хакиев, В.С. Кузьмин // Путь и путевое хозяйство. – 2026. – № 3. – С. 2-5. – EDN JGCIZD.

4. Nasreddine, J. 5GMED Seamless Connectivity for Digital Trains / J. Nasreddine // 2023 IEEE 97th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Spring). – DOI: 10.1109/VTC2023-Spring57618.2023.10199954.

5. Озеров, А.В. Опыт КНР в области оснащения технологической радиосвязью высокоскоростных железных дорог / А.В. Озеров // Наука и технологии железных дорог. – 2024. – Т. 8, № 4(32). – С. 19-24. – EDN EGRPSW.

6. Озеров, А.В. Мировые тренды развития систем управления движением поездов / А.В. Озеров // Наука и технологии железных дорог. – 2022. – Т. 6, № 4(24). – С. 10-14. – EDN ZIBYJD.

7. Zhang, Q. A reconstruction and recovery network-based channel estimation in high-speed railway wireless communications / Q. Zhang, Y. Zhao, H. Dong, J. Zhao // Digital Communications and Networks. – 2025. – Vol. 11, Issue 2. – P. 505-513. – DOI: 10.1016/j.dcan.2024.06.006.

8. Ai, B. 6G-Enabled Smart Railways / B. Ai, Y. Lu, Y. Fang et al. // arXiv. – 2025. – arXiv:2505.12946. – https://arxiv.org/abs/2505.12946.

9. Chen, W. Advanced 6 G wireless communication technologies for intelligent high-speed railways / W. Chen, B. Ai, Y. Sun et al. // High-speed Railway. – 2025. – Vol. 3, Issue 1. – P. 78-92. – DOI: 10.1016/j.hspr.2024.11.007.

10. Wu, Q. Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network / Q. Wu, R. Zhang // arXiv. – 2019. – arXiv:1905.00152. – https://arxiv.org/abs/1905.00152.

11. Di Renzo, M. Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable Intelligent Surfaces: How it Works, State of Research, and Road Ahead / M. di Renzo, A. Zappone, M. Debbah et al. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2020. – Vol. 38, Issue 11. – P. 2450-2525. – DOI: 10.1109/JSAC.2020.3007211.

12. Горчаков, А.П. Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности RIS: перспективы применения в сетях доступа нового поколения / А.П. Горчаков, А.А. Константинова, Д.А. Пальцин и др. // Электросвязь. – 2023. – № 7. – С. 20-25. – DOI: 10.34832/ELSV.2023.44.7.003. – EDN KAKUQW.

13. Тярин, А.С. Базовые принципы построения и работы реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей / А.С. Тярин, А.А. Куреев, Е.М. Хоров // Информационные процессы. – 2023. – Т. 23, № 4. – С. 488-496. – DOI: 10.53921/18195822_2023_23_4_488. – EDN FVNPXE.

14. Тярин, А.С. Влияние защитного покрытия реконфигурируемой интеллектуальной поверхности на ее характеристики / А.С. Тярин, С.С. Тронин, А.А. Куреев, Е.М. Хоров // Информационные процессы. – 2023. – Т. 23, № 4. – С. 497-506. – DOI: 10.53921/18195822_2023_23_4_497. – EDN VIIYTH.

15. Тихвинский, В.О. Применение интеллектуальных реконфигурируемых поверхностей RIS в сетях мобильной связи 6G / В.О. Тихвинский, Е.Е. Девяткин, М.В. Тихвинская и др. // Первая миля. – 2023. – № 1(109). – С. 56-65. – DOI: 10.22184/2070-8963.2023.109.1.56.64. – EDN GDCXKA.

16. Basar, E. Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G: Emerging Hardware Architectures, Applications, and Open Challenges / E. Basar, G.C. Alexandropoulous, Y. Lui et al. // arXiv. – 2024. – arXiv:2312.16874. – https://arxiv.org/abs/2312.16874.

17. Patent US20240079792A1. USA, IPC H01Q15/14, H01Q1/24, H01Q3/46. Transceiver device including reconfigurable intelligent surface and the reconfigurable intelligent surface / W. Hong, Y. Youn; assignee Postech Res & Business Dev Found. – № 18/458,707; appl. 30.08.2023; publ. 07.03.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240079792A1.

18. Patent US20250210875A1. USA, IPC H01Q15/00, H01Q3/46, H01Q15/14, H01Q15/22. Reconfigurable intelligent surface (RIS) device with liquid crystal / H.-J. Huang, F.-Y. Kuo, W.-C. Chen; assignee Yttek Tech Corp. – № 18/985,551; appl. 18.12.2024; publ. 26.06.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250210875A1.

19. Patent US20240332794A1. USA, IPC H01Q3/46, H05B1/02. Ultrafast reconfigurable intelligent surfaces utilizing phase-change materials / T. Singh; assignee Dell Products Lp. – № 18/194,718; appl. 03.04.2023; publ. 03.10.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240332794A1.

20. Patent WO2025116937A1. WIPO, IPC H01Q3/46, H01Q15/00, H01Q15/14. Reconfigurable intelligent surfaces using ferroelectric materials / K. Navjot Kaur, S. Tejinder, R. Morris; assignee Dell Products Lp. – № PCT/US2024/013824; appl. 31.01.2024; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025116937A1.

21. Patent WO2025113811A1. WIPO, IPC H01Q15/00, H01Q3/26, H01Q3/46, H01Q21/00, H04B7/04. Modularized reconfigurable intelligent surface / R. Raihan; assignee Ericsson Telefon Ab L M. – № PCT/EP2023/083953; appl. 01.12.2023; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025113811A1.

22. Patent WO2025226389A1. WIPO, IPC H01Q3/46, H01Q15/00. Multi-band reconfigurable intelligent surface (RIS) / C. Minseok, C. Hyeng-Cheul, H. Won-Bin et al.; assignee Corning Inc., Postech Res & Business Dev Found. – № PCT/US2025/021693; appl. 27.03.2025; publ. 30.10.2025. –https://patents.google.com/patent/WO2025226389A1.

23. Patent WO2025116939A1. WIPO, IPC H01Q3/44, H01Q15/00. Reconfigurable intelligent surfaces with dual mode signal propagation in transmission and reflection space / K. Navjot Kaur, S. Tejinder, R. Morris; assignee Dell Products Lp. – № PCT/US2024/013837; appl. 31.01.2024; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025116939A1.

24. Patent WO2025043626A1. WIPO, IPC H04B7/0413. Reconfigurable Intelligent Surface / L. Dai, Z. Xu, Z. Wan et al.; assignee British Telecomm, HAO MO. – PCT/CN2023/116217; appl. 31.08.2023; publ.

06.03.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025043626A1.
25. Patent CN113726382A. China, IPC H04B7/06, G06N3/00, H04B7/0456, H04B7/08. Reconfigurable Intelligent Surface Beam Forming Matrix Generation Method And Related Equipment / F. Zheng; assignee UNIV Beijing Posts & Telecomm. – 202110925267; appl. 12.08.2021; publ. 30.11.2021. – https://patents.google.com/patent/CN113726382A.
26. Patent WO2025174324A1. WIPO, IPC H04B7/04, H01Q1/38, H01Q3/30. Multi-target spot beamforming using reconfigurable intelligent surface / Y. Yufei Zhao, Y.L. Guan, A.M. Ismail Afkar, C. Yuen; assignee UNIV Nanyang Tech. – № PCT/SG2025/050086; appl. 07.02.2025; publ. 21.08.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025174324A1.
27. Patent WO2023218079A1. WIPO, IPC H04L25/02, H04B7/04, H04B7/145, H04L25/03. Channel Estimation Technique For Reconfigurable Intelligent Surfaces / A. Abdallah, A. Celik, M. Mansour, A. Eltawil; assignee Ericsson Telefon. – PCT/EP2023/062857; appl. 12.05.2023; publ. 16.11.2023. – https://patents.google.com/patent/WO2023218079A1.
28. Patent US20240429969A1. USA, IPC H04B7/04. Reconfigurable Intelligent Surface, Communication Method Using The Reconfigurable Intelligent Surface, And Transceiver Device Including The Reconfigurable Intelligent Surface / W. Hong, M. Hwang; assignee Postech Reseach and Business Development Found. – № 18/606,366; appl. 15.03.2024; publ. 26.12.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240429969A1.
29. Patent CN116760441A. China, IPC H04B7/06. Phase Shift Feedback Method For Reconfigurable Intelligent Surface / H. Feng, Y. Xu; assignee Peng Cheng Lab. – № 202310394569; appl. 13.04.2023; publ. 15.09.2023. – https://patents.google.com/patent/CN116760441A.
30. Patent US20240098599A1. USA, IPC H04W36/22, H04B7/04, H04L43/0882, H04W36/00. Handover Techniques Associated With Reconfigurable Intelligent Surfaces / Y. Zhang, P. Gaal, S. Saeid et al.; assignee Qualcomm Inc. – № 18/261,633; appl. 12.03.2021; publ. 21.03.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240098599A1.
31. Patent US20250016812A1. USA, IPC H04W72/54, H04B7/04. Method And Apparatus For Reconfigurable Intelligent Surface Node In Communication Network / Z. Zhang, H. Zhu, M. Li; assignee Ericsson Telefon. – № 18/709,971; appl. 03.12.2021; publ. 09.01.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250016812A1.
32. Patent US20250350323A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/0456, H04L5/00, H04L27/26. In-Band Wireless Control Of Reconfigurable Intelligent Surfaces / A. Garcia Saavedra, V. Sciancalepore, M. Rossanese et al.; assignee NEC Laboratories Europe Gmbh. – № 19/206,077; appl. 13.05.2025; publ. 13.11.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250350323A1.
33. Patent WO2023000287A1. WIPO, IPC H04W24/00, H04B7/06. Interference Mitigation Using Reconfigurable Intelligent Surfaces / S. Sahraei, H. D. Ly, Y. Zhang, K.K. Mukkavilli; assignee Qualcomm Inc. – PCT/CN2021/108049; appl. 23.07.2021; publ. 26.01.2023. – https://patents.google.com/patent/WO2023000287A1.
34. Patent WO2024087048A1. WIPO, IPC H04B7/06, H01Q15/14, H04B7/155, H04W64/00. Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-Based Sensing With Interference Mitigation / M. Huang, M. Yin, H. Xu; assignee Qualcomm Inc. – № PCT/CN2022/127579; appl. 26.10.2022; publ. 02.05.2024. – https://patents.google.com/patent/WO2024087048A1.
35. Patent CN118487637A. China, IPC H04B7/06. Communication Sensing System Beam Forming Design Method Based On Reconfigurable Intelligent Surface / B. Wang, X. Guo, Y. Zhao et al.; assignee Univ Jilin. – №202410588595; appl. 13.05.2024; publ. 13.08.2024. – https://patents.google.com/patent/CN118487637A.
36. Patent US20250344066A1. USA, IPC H04W12/121, G01S3/48, H04B7/04. Enhancing Reconfigurable Intelligent Surface Security With Angle Of Arrival And Angle Of Departure Based Full Path Integrity Validation / S. Sun, T. Singh, R. Neogi; assignee Dell Products LP. – 18/656396; appl. 06.05.2024; publ. 06.11.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250344066A1.
37. Patent US20240297684A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/0426. Multi-Functional Reconfigurable Intelligence Surface Integrating Signal Reflection, Refraction And Amplification And Energy Harvesting And Application Thereof / H. Tian, W. Wang, P. Zhang et al.; assignee Univ Beijing Posts & Telecomm. – № 18/387,063; appl. 06.11.2023; publ. 05.09.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240297684A1.
38. Patent WO2022197894A1. WIPO, IPC H04B7/026, H04B7/06. Method For Transmission Of Radio Signals Between A Transmitter Device And A Wireless Transmit-Receive Unit Using A Reconfigurable Intelligent Surface And Corresponding Device / A. Haghighat, M. Irfan, Z. Sattar; assignee IDAC Holdings Inc. – № PCT/US2022/020703; appl. 17.03.2022; publ. 22.09.2022. – https://patents.google.com/patent/WO2022197894A1.
39. Patent WO2025133925A1. WIPO, IPC H04L5/00, G01S1/00, H01Q3/00, H04W64/00. Positioning Using Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) / A. Ben Hadj Fredj, R.R. Thomas, A.R. Ali; assignee Lenovo Singapore PTE Ltd. – № PCT/IB2024/062788; appl. 17.12.2024; publ. 26.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025133925A1.
40. Patent US20240329183A1. USA, IPC G01S5/02, H04B7/04. Dilution Of Precision (DOP)-Based Selection Of Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) / A. Manolakos, W. Duan, B. Ramasamy; assignee Qualcomm Inc. – № 18/579,260; appl. 27.05.2022; publ. 03.10.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240329183A1.
41. Patent № 119789125 China, IPC H04W24/02, H04B7/04, H04B7/06, H04B7/145. Wireless Sensing And Communication Method Based On Super-Diagonal Reconfigurable Intelligent Surface / D. Wang, H. Wang, L. Li et al.; assignee Univ NorthWestern Polytechnical. – № 202510248606; appl. 04.03.2025; publ. 08.04.2025. – https://patents.google.com/patent/CN119789125A.
42. Patent US20240413857A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/06, H04W72/20. Method And Apparatus For Controlling Multiple Reconfigurable Intelligent Surfaces / J.H. Kim, S.A. Kim, I.G. Kim et al.; assignee Electronics & Telecommunications Res Inst. – № 18/738,637; appl. 10.06.2024; publ. 12.12.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240413857A1.
43. Patent CN118282438A. China, IPC H04B7/01, H04B7/04, H04B17/391. Phase Compensation Method Of Wireless Communication Channel Model Assisted By Reconfigurable Intelligent Reflecting Surface / L. Qi, Y. Hou, W. Lv et al.; assignee Univ Nanjing Posts & Telecommunications. – № 202410481323; appl. 22.04.2024; publ. 02.07.2024. – https://patents.google.com/patent/CN118282438A.

44. Liu, C. Reconfigurable Intelligent Surface Assisted High-Speed Train Communications: Coverage Performance Analysis and Placement Optimization / C. Liu, R. He, Y. Niu et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2023. – Vol. 73, Issue 3. – P. 3750-3766. – DOI: 10.1109/TVT.2023.3325627.
45. Liu, C. Refracting Reconfigurable Intelligent Surface Assisted URLLC for Millimeter Wave High-Speed Train Communication Coverage Enhancement / C. Liu, R. He, Y. Niu et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2025. – Vol. 74, Issue 1. – P. 953-967. – DOI: 10.1109/TVT.2024.3457032.
46. Huang, Z. Transforming Fading Channel from Fast to Slow: Intelligent Refracting Surface Aided High-Mobility Communication / Z. Huang, B. Zheng, R. Zhang // arXiv. – 2021. – arXiv:2106.02274. – https://arxiv.org/abs/2106.02274.
47. Talla, N.Y.A. Reconfigurable Intelligent Surface for High-Speed Railway MIMO Communication System: A Deep Reinforcement Learning Approach / Y.A.T. Nana, G. Liu, B.W. Tienin, Z. Ma // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2025. – Vol. 74, Issue 12. – P. 18842-18857. – DOI: 10.1109/TVT.2025.3582264.
48. Habib, A. Integration of RIS into CloudRT Simulator for Railway Tunnel Scenarios / A. Habib, C. Langlais, A. El Falou et al. // 2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – DOI: 10.23919/EuCAP63536.2025.10999995.

Получено 29.06.2026;
принято к печати 10.07.2026

Reconfigurable intelligent surfaces: application prospects for high-speed rail transport

N.F. Shalunov, Russian University of Transport, postgraduate; shalunov.nf@rut-miit.ru
V.S. Kuzmin, Russian University of Transport, associate professor, Ph.D.; kuzmin-vs@rut-miit.ru
V.G. Sidorenko, Russian University of Transport, professor, Dr.Sci.(Tech); sidorenko_v@rut-miit.ru

Abstract. Key application scenarios for reconfigurable intelligent surfaces (RIS) in high-speed railway environments and corresponding modeling methods have been identified. Based on the results of a patent analysis, the main development trends regarding RIS unit cell design, beam steering, channel state estimation, and surface integration into existing and future wireless networks have been outlined. Key RIS application scenarios are described, covering both train diagnostics and traffic control subsystems as well as passenger services. An analysis of scientific and technical literature indicates a need to refine channel models involving RIS for high-speed motion conditions. The results can be utilised in the development of advanced communication systems for railway applications.

Keywords: reconfigurable intelligent surface, «gigabit» train, intelligent transportation systems, train-to-ground channel, high-speed railway.
For citation: Shalunov, N.F. Reconfigurable intelligent surfaces: application prospects for high-speed rail transport / N.F. Shalunov, V.S. Kuzmin, V.G. Sidorenko // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 9-21. (in russian)

REFERENCES

1. Rozenberg, E.N. Russian TCS design solutions for HSR-1 taking into account the advanced HSR foreign experience / E.N. Rozenberg, A.V. Ozerov, A.G. Baranov // Automation, Communications, Informatics. – 2024. – No. 3. – P. 2–4. (in russian)
2. Rozenberg, E.N. Russian train control and protection system of the HSR-1 Moscow – Saint Petersburg / E.N. Rozenberg, A.G. Baranov, A.D. Smetanina, V.S. Lobanova // Railway Transport. – 2023. – No. 8. – P. 26-29. (in russian)
3. Kudyukin, V.V. On approaches to diagnosing the infrastructure of high-speed railway / V.V. Kudyukin, Z.B. Khakiev, V.S. Kuzmin // Railway Track and Track Facilities. – 2026. – No. 3. – P. 2-5. (in russian)
4. Nasreddine, J. 5GMED Seamless Connectivity for Digital Trains / J. Nasreddine // 2023 IEEE 97th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Spring). – DOI: 10.1109/VTC2023-Spring57618.2023.10199954.
5. Ozerov, A.V. China experience in implementation of technological radio communication for high-speed rail lines / A.V. Ozerov // Science and Technologies of Railways. – 2024. – Vol. 8, No. 4(32). – P. 19-24. (in russian)
6. Ozerov, A.V. Global trends in the development of train traffic control systems / A.V. Ozerov // Science and Technologies of Railways. – 2022. – Vol. 6, No. 4(24). – P. 10-14. (in russian)
7. Zhang, Q. A reconstruction and recovery network-based channel estimation in high-speed railway wireless communications / Q. Zhang, Y. Zhao, H. Dong, J. Zhao // Digital Communications and Networks. – 2025. – Vol. 11, Issue 2. – P. 505-513. – DOI: 10.1016/j.dcan.2024.06.006.
8. Ai, B. 6G-Enabled Smart Railways / B. Ai, Y. Lu, Y. Fang et al. // arXiv. – 2025. – arXiv:2505.12946. – https://arxiv.org/abs/2505.12946.
9. Chen, W. Advanced 6 G wireless communication technologies for intelligent high-speed railways / W. Chen, B. Ai, Y. Sun et al. // High-speed Railway. – 2025. – Vol. 3, Issue 1. – P. 78-92. – DOI: 10.1016/j.hspr.2024.11.007.
10. Wu, Q. Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network / Q. Wu, R. Zhang // arXiv. – 2019. – arXiv:1905.00152. – https://arxiv.org/abs/1905.00152.
11. Di Renzo, M. Smart Radio Environments

Empowered by Reconfigurable Intelligent Surfaces: How it Works, State of Research, and Road Ahead / M. di Renzo, A. Zappone, M. Debbah et al. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2020. – Vol. 38, Issue 11. – P. 2450-2525. – DOI: 10.1109/JSAC.2020.3007211.

12. Gorchakov, A.P. Reconfigurable RIS smart surfaces: prospects for next-generation access networks / A.P. Gorchakov, A.A. Konstantinova, D.A. Palcin et al. // Electrosvyaz. – 2023. – No. 7. – P. 20-25. – DOI: 10.34832/ELSV.2023.44.7.003. (in russian)

13. Tyarin, A.S. Fundamentals of Design and Operation of Reconfigurable Intelligent Surfaces / A.S. Tyarin, A.A. Kureev, E.M. Khorov // Information Processes. – 2023. – Vol. 23, No. 4. – P. 488-496. – DOI: 10.53921/18195822_2023_23_4_488. (in russian)

14. Tyarin, A.S. The influence of protective coating on the characteristics of a reconfigurable intelligent surface / A.S. Tyarin, S.S. Tronin, A.A. Kureev, E.M. Khorov // Information Processes. – 2023. – Vol. 23, No. 4. – P. 497-506. – DOI: 10.53921/18195822_2023_23_4_497. (in russian)

15. Tikhvinskij, V.O. Application of Intelligent Reconfigurable RIS Surfaces in 6G Mobile Networks / V.O. Tikhvinskij, E.E. Devyatkin, M.V. Tikhvinskaya et al. // Last Mile. – 2023. – No. 1(109). – P. 56-65. – DOI: 10.22184/2070-8963.2023.109.1.56.64. (in russian)

16. Basar, E. Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G: Emerging Hardware Architectures, Applications, and Open Challenges / E. Basar, G.C. Alexandropoulous, Y. Lui et al. // arXiv. – 2024. – arXiv:2312.16874. – https://arxiv.org/abs/2312.16874.

17. Patent US20240079792A1. USA, IPC H01Q15/14, H01Q1/24, H01Q3/46. Transceiver device including reconfigurable intelligent surface and the reconfigurable intelligent surface / W. Hong, Y. Youn; assignee Postech Res & Business Dev Found. – № 18/458,707; appl. 30.08.2023; publ. 07.03.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240079792A1.

18. Patent US20250210875A1. USA, IPC H01Q15/00, H01Q3/46, H01Q15/14, H01Q15/22. Reconfigurable intelligent surface (RIS) device with liquid crystal / H.-J. Huang, F.-Y. Kuo, W.-C. Chen; assignee Yttek Tech Corp. – № 18/985,551; appl. 18.12.2024; publ. 26.06.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250210875A1.

19. Patent US20240332794A1. USA, IPC H01Q3/46, H05B1/02. Ultrafast reconfigurable intelligent surfaces utilizing phase-change materials / T. Singh; assignee Dell Products Lp. – № 18/194,718; appl. 03.04.2023; publ. 03.10.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240332794A1.

20. Patent WO2025116937A1. WIPO, IPC H01Q3/46, H01Q15/00, H01Q15/14. Reconfigurable intelligent surfaces using ferroelectric materials / K. Navjot Kaur, S. Tejinder, R. Morris; assignee Dell Products Lp. – № PCT/US2024/013824; appl. 31.01.2024; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025116937A1.

21. Patent WO2025113811A1. WIPO, IPC H01Q15/00, H01Q3/26, H01Q3/46, H01Q21/00, H04B7/04. Modularized reconfigurable intelligent surface / R. Raihan; assignee Ericsson Telefon Ab L M. – № PCT/EP2023/083953; appl. 01.12.2023; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025113811A1.

22. Patent WO2025226389A1. WIPO, IPC H01Q3/46, H01Q15/00. Multi-band reconfigurable intelligent surface (RIS) / C. Minseok, C. Hyeng-Cheul, H. Won-Bin et al.; assignee Corning Inc., Postech Res & Business Dev Found. – № PCT/US2025/021693; appl. 27.03.2025; publ. 30.10.2025. –https://patents.google.com/patent/WO2025226389A1.

23. Patent WO2025116939A1. WIPO, IPC H01Q3/44, H01Q15/00. Reconfigurable intelligent surfaces with dual mode signal propagation in transmission and reflection space / K. Navjot Kaur, S. Tejinder, R. Morris; assignee Dell Products Lp. – № PCT/US2024/013837; appl. 31.01.2024; publ. 05.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025116939A1.

24. Patent WO2025043626A1. WIPO, IPC H04B7/0413. Reconfigurable Intelligent Surface / L. Dai, Z. Xu, Z. Wan et al.; assignee British Telecomm, HAO MO. – PCT/CN2023/116217; appl. 31.08.2023; publ. 06.03.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025043626A1.

25. Patent CN113726382A. China, IPC H04B7/06, G06N3/00, H04B7/0456, H04B7/08. Reconfigurable Intelligent Surface Beam Forming Matrix Generation Method And Related Equipment / F. Zheng; assignee UNIV Beijing Posts & Telecomm. – 202110925267; appl. 12.08.2021; publ. 30.11.2021. – https://patents.google.com/patent/CN113726382A.

26. Patent WO2025174324A1. WIPO, IPC H04B7/04, H01Q1/38, H01Q3/30. Multi-target spot beamforming using reconfigurable intelligent surface / Y. Yufei Zhao, Y.L. Guan, A.M. Ismail Afkar, C. Yuen; assignee UNIV Nanyang Tech. – № PCT/SG2025/050086; appl. 07.02.2025; publ. 21.08.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025174324A1.

27. Patent WO2023218079A1. WIPO, IPC H04L25/02, H04B7/04, H04B7/145, H04L25/03. Channel Estimation Technique For Reconfigurable Intelligent Surfaces / A. Abdallah, A. Celik, M. Mansour, A. Eltawil; assignee Ericsson Telefon. – PCT/EP2023/062857; appl. 12.05.2023; publ. 16.11.2023. – https://patents.google.com/patent/WO2023218079A1.

28. Patent US20240429969A1. USA, IPC H04B7/04. Reconfigurable Intelligent Surface, Communication Method Using The Reconfigurable Intelligent Surface, And Transceiver Device Including The Reconfigurable Intelligent Surface / W. Hong, M. Hwang; assignee Postech Reseach and Business Development Found. – № 18/606,366; appl. 15.03.2024; publ. 26.12.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240429969A1.

29. Patent CN116760441A. China, IPC H04B7/06. Phase Shift Feedback Method For Reconfigurable Intelligent Surface / H. Feng, Y. Xu; assignee Peng Cheng Lab. – № 202310394569; appl. 13.04.2023; publ. 15.09.2023. – https://patents.google.com/patent/CN116760441A.

30. Patent US20240098599A1. USA, IPC H04W36/22, H04B7/04, H04L43/0882, H04W36/00. Handover Techniques Associated With Reconfigurable Intelligent Surfaces / Y. Zhang, P. Gaal, S. Saeid et al.; assignee Qualcomm Inc. – № 18/261,633; appl. 12.03.2021; publ. 21.03.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240098599A1.

31. Patent US20250016812A1. USA, IPC H04W72/54, H04B7/04. Method And Apparatus For Reconfigurable Intelligent Surface Node In Communication Network / Z. Zhang, H. Zhu, M. Li; assignee Ericsson Telefon. – № 18/709,971; appl. 03.12.2021; publ. 09.01.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250016812A1.

32. Patent US20250350323A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/0456, H04L5/00, H04L27/26. In-Band Wireless Control Of Reconfigurable Intelligent Surfaces / A. Garcia Saavedra, V. Sciancalepore, M. Rossanese et al.; assignee NEC Laboratories Europe Gmbh. – № 19/206,077; appl. 13.05.2025;

publ. 13.11.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250350323A1.
33. Patent WO2023000287A1. WIPO, IPC H04W24/00, H04B7/06. Interference Mitigation Using Reconfigurable Intelligent Surfaces / S. Sahraei, H. D. Ly, Y. Zhang, K.K. Mukkavilli; assignee Qualcomm Inc. – PCT/CN2021/108049; appl. 23.07.2021; publ. 26.01.2023. – https://patents.google.com/patent/WO2023000287A1.
34. Patent WO2024087048A1. WIPO, IPC H04B7/06, H01Q15/14, H04B7/155, H04W64/00. Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-Based Sensing With Interference Mitigation / M. Huang, M. Yin, H. Xu; assignee Qualcomm Inc. – № PCT/CN2022/127579; appl. 26.10.2022; publ. 02.05.2024. – https://patents.google.com/patent/WO2024087048A1.
35. Patent CN118487637A. China, IPC H04B7/06. Communication Sensing System Beam Forming Design Method Based On Reconfigurable Intelligent Surface / B. Wang, X. Guo, Y. Zhao et al.; assignee Univ Jilin. – №202410588595; appl. 13.05.2024; publ. 13.08.2024. – https://patents.google.com/patent/CN118487637A.
36. Patent US20250344066A1. USA, IPC H04W12/121, G01S3/48, H04B7/04. Enhancing Reconfigurable Intelligent Surface Security With Angle Of Arrival And Angle Of Departure Based Full Path Integrity Validation / S. Sun, T. Singh, R. Neogi; assignee Dell Products LP. – 18/656396; appl. 06.05.2024; publ. 06.11.2025. – https://patents.google.com/patent/US20250344066A1.
37. Patent US20240297684A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/0426. Multi-Functional Reconfigurable Intelligence Surface Integrating Signal Reflection, Refraction And Amplification And Energy Harvesting And Application Thereof / H. Tian, W. Wang, P. Zhang et al.; assignee Univ Beijing Posts & Telecomm. – № 18/387,063; appl. 06.11.2023; publ. 05.09.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240297684A1.
38. Patent WO2022197894A1. WIPO, IPC H04B7/026, H04B7/06. Method For Transmission Of Radio Signals Between A Transmitter Device And A Wireless Transmit-Receive Unit Using A Reconfigurable Intelligent Surface And Corresponding Device / A. Haghighat, M. Irfan, Z. Sattar; assignee IDAC Holdings Inc. – № PCT/US2022/020703; appl. 17.03.2022; publ. 22.09.2022. – https://patents.google.com/patent/WO2022197894A1.
39. Patent WO2025133925A1. WIPO, IPC H04L5/00, G01S1/00, H01Q3/00, H04W64/00. Positioning Using Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) / A. Ben Hadj Fredj, R.R. Thomas, A.R. Ali; assignee Lenovo Singapore PTE Ltd. – № PCT/IB2024/062788; appl. 17.12.2024; publ. 26.06.2025. – https://patents.google.com/patent/WO2025133925A1.
40. Patent US20240329183A1. USA, IPC G01S5/02, H04B7/04. Dilution Of Precision (DOP)-Based Selection Of Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) / A. Manolakos, W. Duan, B. Ramasamy; assignee Qualcomm Inc. – № 18/579,260; appl. 27.05.2022; publ. 03.10.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240329183A1.
41. Patent № 119789125 China, IPC H04W24/02, H04B7/04, H04B7/06, H04B7/145. Wireless Sensing And Communication Method Based On Super-Diagonal Reconfigurable Intelligent Surface / D. Wang, H. Wang, L. Li et al.; assignee Univ NorthWestern Polytechnical. – № 202510248606; appl. 04.03.2025; publ. 08.04.2025. – https://patents.google.com/patent/CN119789125A.
42. Patent US20240413857A1. USA, IPC H04B7/04, H04B7/06, H04W72/20. Method And Apparatus For Controlling Multiple Reconfigurable Intelligent Surfaces / J.H. Kim, S.A. Kim, I.G. Kim et al.; assignee Electronics & Telecommunications Res Inst. – № 18/738,637; appl. 10.06.2024; publ. 12.12.2024. – https://patents.google.com/patent/US20240413857A1.
43. Patent CN118282438A. China, IPC H04B7/01, H04B7/04, H04B17/391. Phase Compensation Method Of Wireless Communication Channel Model Assisted By Reconfigurable Intelligent Reflecting Surface / L. Qi, Y. Hou, W. Lv et al.; assignee Univ Nanjing Posts & Telecommunications. – № 202410481323; appl. 22.04.2024; publ. 02.07.2024. – https://patents.google.com/patent/CN118282438A.
44. Liu, C. Reconfigurable Intelligent Surface Assisted High-Speed Train Communications: Coverage Performance Analysis and Placement Optimization / C. Liu, R. He, Y. Niu et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2023. – Vol. 73, Issue 3. – P. 3750-3766. – DOI: 10.1109/TVT.2023.3325627.
45. Liu, C. Refracting Reconfigurable Intelligent Surface Assisted URLLC for Millimeter Wave High-Speed Train Communication Coverage Enhancement / C. Liu, R. He, Y. Niu et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2025. – Vol. 74, Issue 1. – P. 953-967. – DOI: 10.1109/TVT.2024.3457032.
46. Huang, Z. Transforming Fading Channel from Fast to Slow: Intelligent Refracting Surface Aided High-Mobility Communication / Z. Huang, B. Zheng, R. Zhang // arXiv. – 2021. – arXiv:2106.02274. – https://arxiv.org/abs/2106.02274.
47. Talla, N.Y.A. Reconfigurable Intelligent Surface for High-Speed Railway MIMO Communication System: A Deep Reinforcement Learning Approach / Y.A.T. Nana, G. Liu, B.W. Tienin, Z. Ma // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2025. – Vol. 74, Issue 12. – P. 18842-18857. – DOI: 10.1109/TVT.2025.3582264.
48. Habib, A. Integration of RIS into CloudRT Simulator for Railway Tunnel Scenarios / A. Habib, C. Langlais, A. El Falou et al. // 2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – DOI: 10.23919/EuCAP63536.2025.10999995.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Моделирование CDMA-каналов в системах передачи данных с OFDM

С.А. Владимиров, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), старший преподаватель кафедры сетей связи и передачи данных; vlsa.vlcom@yandex.ru
С.С. Владимиров, СПбГУТ, профессор кафедры сетей связи и передачи данных, д.т.н.; vladimirovs@sut.ru
И.Б. Сединкин, СПбГУТ, магистр кафедры сетей связи и передачи данных; sedinkin.ib@sut.ru

УДК 621.391, 519.7 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.003

Аннотация. *Представлены результаты моделирования помехоустойчивости каналов для разработанной широкополосной гибкой системы передачи данных с применением комбинированных технологий предканального кодирования CDMA и технологии передачи OFDM. Способ и модель предполагают применение K-канального CDMA-кодирования, расширяющего L-потокового CDMA-кодирования с использованием для передачи в распределенном пространстве время-частота N×M подканалов OFDM-технологии. Подробно рассматриваются способ передачи, особенности и параметры моделирования.*

Ключевые слова: *кодовое разделение, системы передачи данных, расширение спектра, помехоустойчивое кодирование, ортогональное частотное разделение, CDMA, OFDM.*

Для цитирования: *Владимиров, С.А. Моделирование CDMA-каналов в системах передачи данных с OFDM / С.А. Владимиров, С.С. Владимиров, И.Б. Сединкин // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 22-28.*

ВВЕДЕНИЕ

Современные концепции развития сетей связи одновременно с требованиями новых телекоммуникационных услуг определяют необходимость совершенствования способов передачи данных для достижения намеченных технических параметров каналов и сетей передачи данных [1–4]. Реализация таких планов требует внедрения в сети передачи данных целого ряда новых перспективных технологий, опирающихся на уже апробированные и работающие на сетях способы передачи и организации каналов, увеличивающие пропускную способность, уменьшающие задержку доставки пакетов и повышающие качество и надежность работы каналов [5–8].

В данной статье представлены способ и параметрическая модель многоканальной многопотоковой системы передачи данных с реализацией множественного доступа на основе кодового разделения каналов (Code Division Multiple Access, CDMA) и кодового разделения потоков совместно с традиционно применяемой на широкополосных сетях технологией ортогонального многочастотного мультиплексирования каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Основная идея применения способа и модели состоит в мультиплексировании и CDMA-кодировании параллельных многомаршрутных потоков данных, сформированных в соответствии с адресными, скоростными и качественными требованиями на предканальном уровне. Это позволит выполнять на лету условную текущую адресацию потоков данных и направлять их на нужные каналы или сетевые маршруты в случае перехода с канального на более высокие уровни передачи. В настоящей статье такой переход рассматривается как вариант предварительной буферизации сетевого пакета уже для сетевого кодирования на протокольном уровне модели OSI. Такая возможность позволяет пользоваться предлагаемой технологией не только на предканальном, но и на вышележащих протокольных уровнях модели OSI.

ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛОВ И ПОТОКОВ

Таким образом на двух предканальных уровнях модели выполняется различное с точки зрения применяемого кода CDMA-кодирование, направленное на расширяющее K-канальное CDMA-кодирование пользовательских каналов данных, сверточное L-потоковое CDMA-кодирование и использование подготовленных пакетов данных для передачи в распределенном пространстве «время–частота» $N \times M$ подканалов OFDM-технологии. На рис. 1 приведена обобщенная схема применения предлагаемой технологии передачи.

Предлагаемый способ двухуровнего предканального кодирования на первом уровне состоит из K-канального битового или символьного расширяющего кодирования, в основе которого предлагается использовать свойства ортогональности или

квазиортогональности кодов разных каналов G_i и G_j, когда канальные сигналы S_i и S_j, образованные на базе этих кодов сообщениями D_i и D_j, на интервале кодирования T соответствуют условиям

$$\int_T S_i\left(D_i, G_i\right) S_j\left(D_j, G_j\right) dt = \begin{cases} 1 \text{ при } & i = j; \\ 0 \text{ при } & i \neq j, \end{cases}$$

где $i, j = \overline{1, K}$, а в качестве самих образующих канальных кодов могут использоваться классические коды Голда или Касами, последовательности максимальной длины, коды Голея и другие [9–15].

Далее подготовленные пакеты каналов поступают на мультиплексор второго уровня, цель которого – формирование потоков данных с минимизацией задержки передачи различных каналов в зависимости от срочности, объема либо другого требования QoS по передаваемым данным для их одновременной передачи в мультиплексируемых $N \times M$ подканалах OFDM-технологии. Сформированные потоки данных, состоящие из наборов или пакетов данных S_i и S_j, подвергаются сверточному L-потоковому CDMA-кодированию, формируя направленные потоки данных P_l, на базе кодов Уолша W_l, также соответствующих условиям ортогональности

$$\sum_{l,m=0}^{L-1} W_l W_m = \begin{cases} L \text{ при } & l = m; \\ 0 \text{ при } & l \neq m, \end{cases}$$

где $l, m = \overline{0, (L-1)}$; W_l – код Уолша с индексом l.

При этом формируемые потоки данных

$$P_l = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} S_{i\ldots j}\left(D_{i\ldots j}, G_{i\ldots j}\right) W_l,$$

где $l = \overline{0, (L-1)}$, соответствуют обратному быстрому преобразованию Уолша.

Затем следует передача через широкополосную систему передачи данных (СПД) в мультиплексируемых $N \times M$ подканалах OFDM-технологии. При этом предполагается, что передача потоков и каналов может продолжаться и далее через другие СПД с выделением и разделением потоков или каналов в нужной точке маршрутизации или адресации.

При выделении и разделении потоков $S_{i\ldots j}\left(D_{i\ldots j}, G_{i\ldots j}\right) = \sum_{l=0}^{L-1} P_l W_l$, где $l = \overline{0, (L-1)}$, используется прямое быстрое преобразование Уолша.

При выделении и разделении информационных каналов D_i и D_j используется типовая схема декодирования помехоустойчивых кодов в соответствии с применяемыми кодами G_i и G_j.

Авторами предлагается ввести в систему классификации кодов

Рисунок 1
Обобщенная схема применения предлагаемой технологии передачи

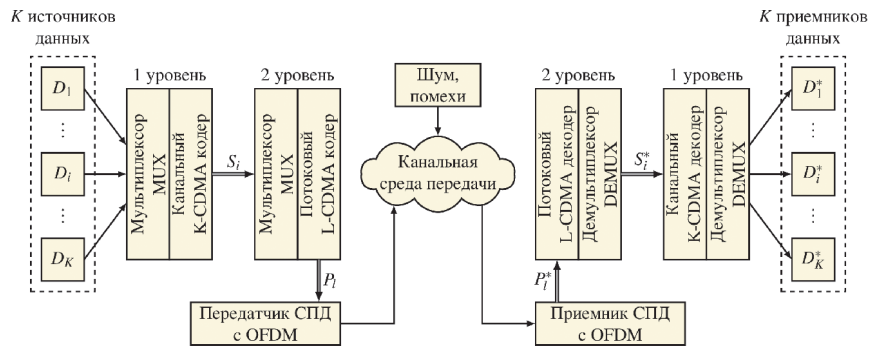


Рисунок 2
Структурная схема модели приемопередатчика СПД CDMA-OFDM

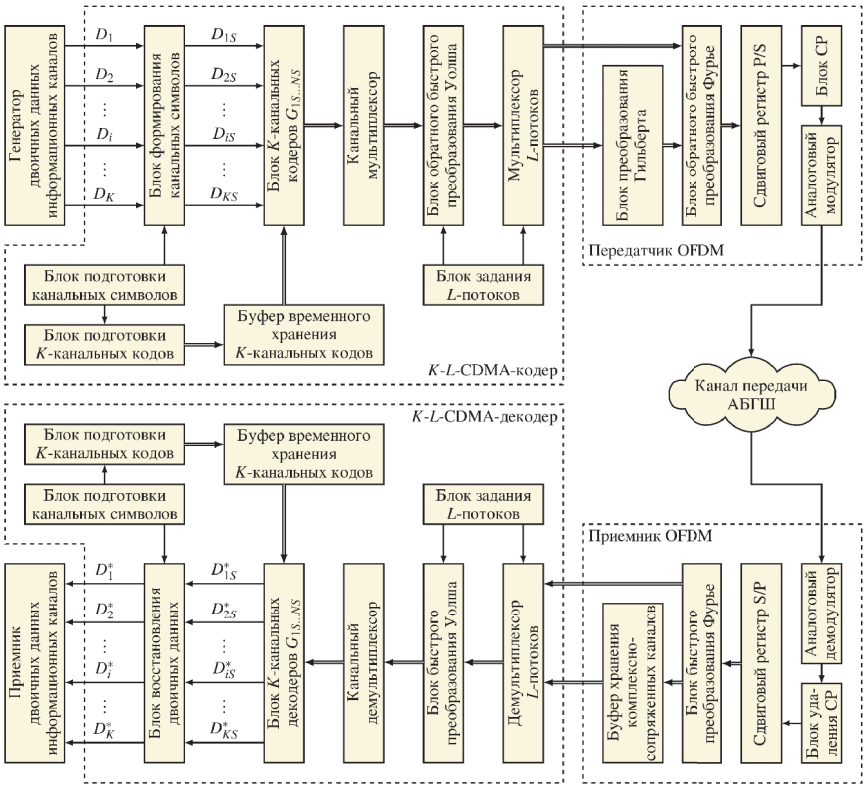


Рисунок 3
АКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка m =5

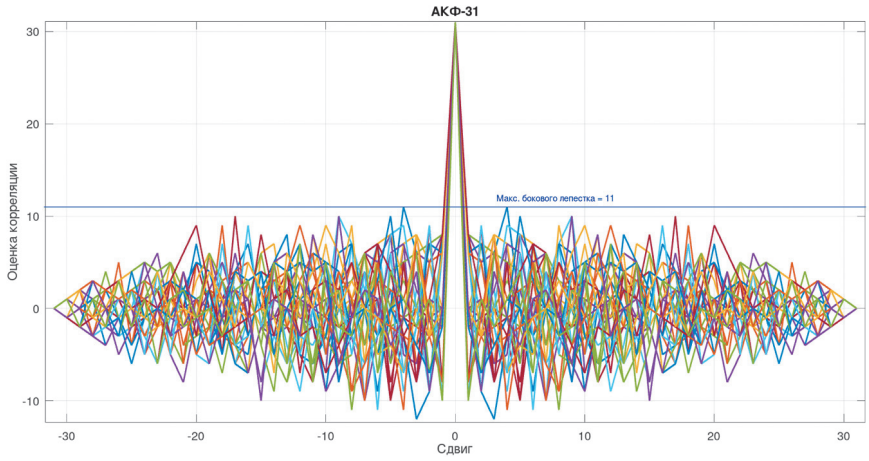


Рисунок 4
ВКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка m =5

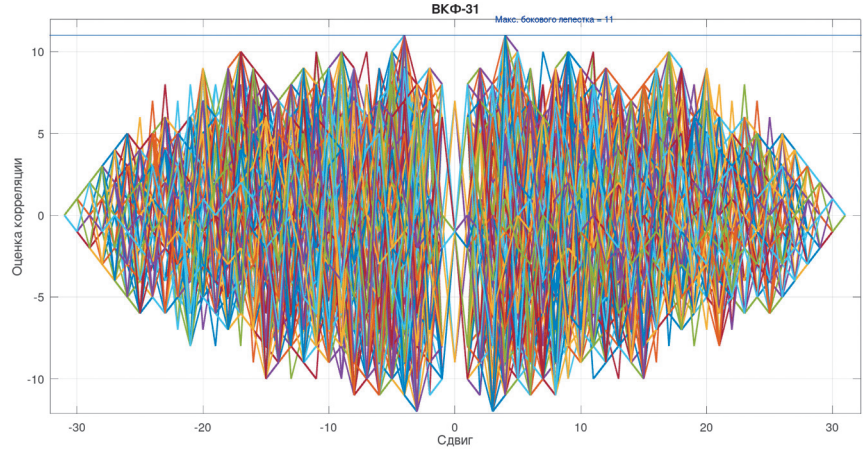
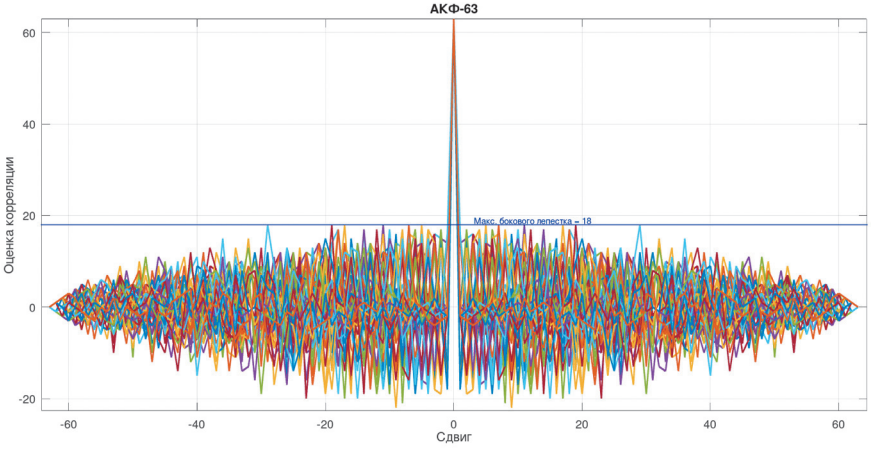


Рисунок 5
АКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка m =6



понятие и соответственно класс *маркерных кодов*, представляющих собой набор ортогональных или квазиортогональных кодов, применимых для однозначной идентификации пользовательских информационных каналов, пакетов и потоков данных.

СТРУКТУРА, УСТРОЙСТВО И ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ CDMA-OFDM

В соответствии с предложенным способом передачи в системе GNU Octave была выполнена программная модель системы передачи данных CDMA-OFDM. На рис. 2 представлена структурная схема модели приемопередатчика СПД CDMA-OFDM, где сдвиговый регистр P/S реализует параллельно-последовательное преобразование, сдвиговый регистр S/P реализует последовательно-параллельное преобразование, блок CP реализует вставку циклического префикса для обозначения окончания фрейма OFDM. Для моделирования используется канал с помехой, соответствующей аддитивному белому гауссовскому шуму (АБГШ).

На этапе подготовки к моделированию определяется объем двоичных данных канала для оценки предельных значений битовых ошибок, количество каналов K, количество потоков L, порядок преобразования Фурье для формирования фрейма OFDM, тип OFDM и тип расширяющей последовательности для канального CDMA-кодирования, формируется достаточный набор K-канальных кодов, определяется и задается набор канальных символов для передачи в каждом канале.

Для моделирования в качестве K-канальных кодов использованы классические коды Голда порядка $m=\{5, 6, 7\}$ на основе заданных пар М-последовательностей и сформирован набор из 65 K-канальных кодов с разрядностями 31, 63 и 127. Этого достаточно для формиро-

Рисунок 6
ВКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка *m* =6

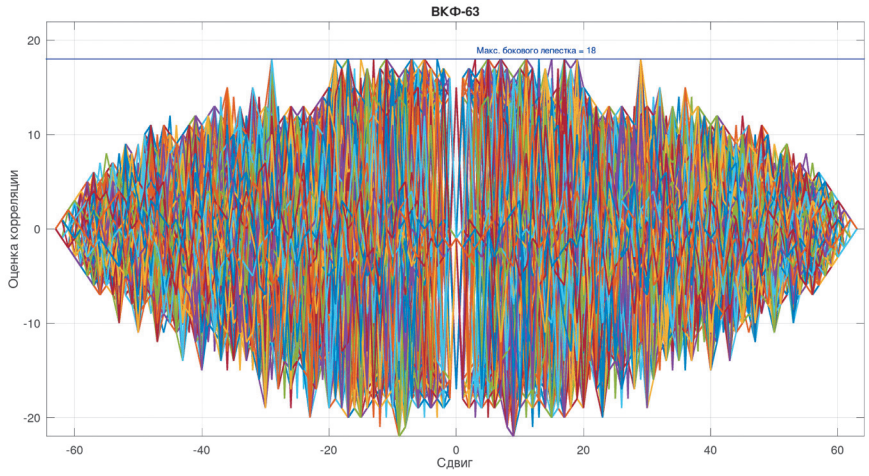


Рисунок 7
АКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка *m* =7

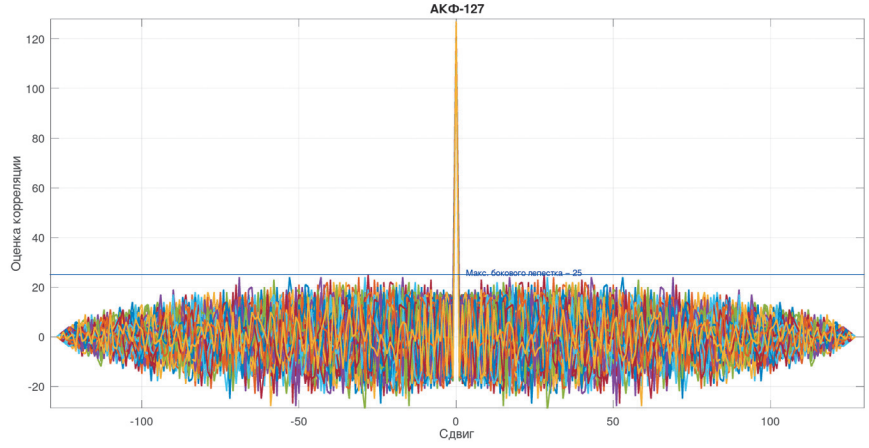
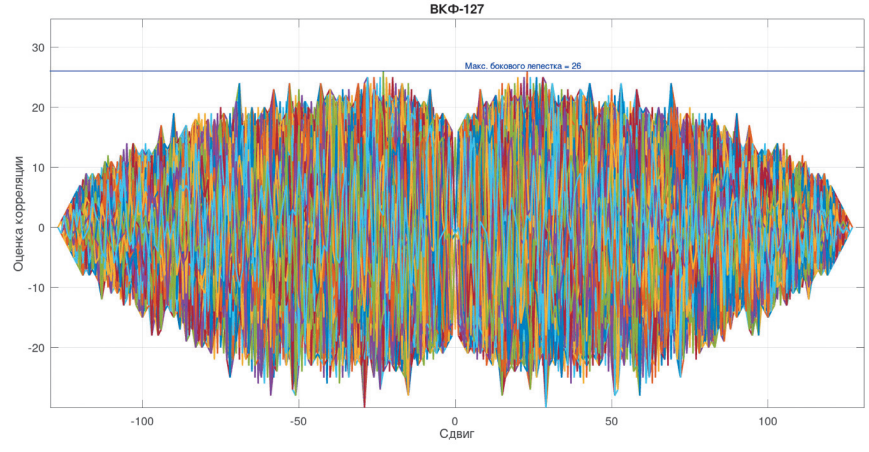


Рисунок 8
ВКФ набора канальных кодов на базе классических кодов Голда порядка *m* =7



вания шестнадцати каналов с четырьмя символами в каждом.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании набор *K*-канальных кодов сформирован без подбора кодов на максимальное кодовое расстояние, поэтому выполнена проверка этих наборов на квазиортогональность или ортогональность автокорреляционными и взаимокорреляционными функциями.

Результаты этой проверки, представленные на рис. 3–8, показывают достаточный уровень квазиортогональности сформированных кодов для их однозначного декодирования типовыми способами помехоустойчивого кодирования. Сформированный набор кодов помещается в буфер временного хранения *K*-канальных кодов для их использования в процессе моделирования при организации канальных CDMA-кодированных сигналов S_K. На рис. 3–8 по оси абсцисс показан сдвиг исследуемой комбинации канального кода относительно самой себя для автокорреляционной функции (АКФ) и относительно другого канального кода для взаимной корреляционной функции (ВКФ). Шкала оси ординат соответствует амплитудным значениям функций корреляции. Совпадение максимума АКФ со значением разрядности кода подтверждает правильность выполненного анализа. Значения боковых лепестков для разных позиций сдвигов АКФ и ВКФ подтверждают ортогональность или квазиортогональность применяемых канальных кодов. Линии разных цветов соответствуют разным канальным кодам.

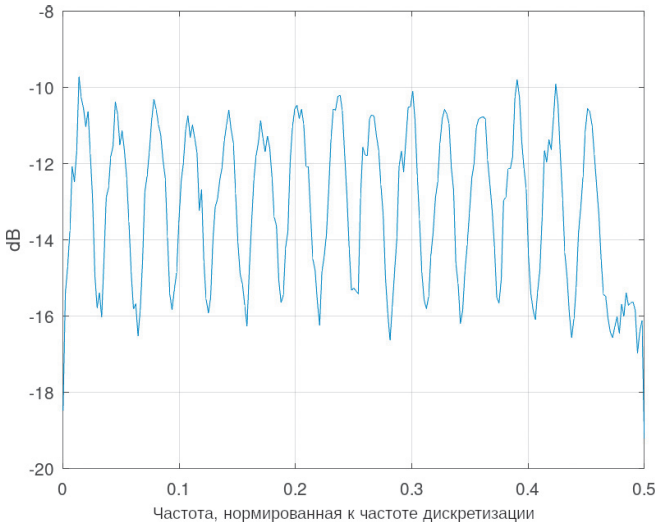
Значения параметров модели, используемые для получения результатов приведены в таблице.

Генератор двоичных данных информационных каналов формирует пакеты данных каждого канала и направляет их в последовательном виде на блок формирования канальных символов,

Значения параметров модели

Параметр *m* кода Голда	5	6	7
Объем данных канала, бит	20000	20000	20000
Количество символов в канале	4	4	4
Количество бит на символ	2	2	2
Индекс OFDM	64	64	64
Количество потоков	4	4	4
Порождающий полином ПСП-канала	$x^5+x^4+x^3+x^2+1$	$x^6+x^5+x^2+x+1$	$x^7+x^3+x^2+x+1$
Коэффициент децимации	9	11	13
Коэффициент расширения спектра	31	63	127

Рисунок 9
Спектр канального сигнала технологии ACO-OFDM



с выхода которого они и поступают в блок канальных кодеров для формирования канальных последовательностей $S_{1...K}(D_{1...K}, G_{1...K})$. Канальный мультиплексор на выходе блока канальных кодеров группирует последовательные пакеты кодированных каналов по L заданным различным потокам. В модели группировка потоков производится последовательной чередующейся упаковкой каждого следующего канала в порядке очередности за предыдущим по ходу следования кодированных каналов. Недозаполненные потоки данных дополняются нулями.

Блок обратного быстрого преобразования Уолша по заданному количеству потоков L, значение которого должно соответствовать целой степени двойки, выполняет кодирование сформированного потока в целом. Такое преобразование обеспечивает хорошее быстродействие при сверточном кодировании с функциями Уолша, а сами функции Уолша формируются и представляются в виде матриц Адамара.

Передатчик OFDM реализован на принципах ACO-OFDM (asymmetrically clipped optical-OFDM), т.е. прореженного OFDM. Такая модификация используется для того чтобы можно было по ходу моделирования использовать как радио-, так и оптические каналы передачи, имеющие особенность, связанную с невозможностью переключения полярности амплитудно-модулированного сигнала в физическом канале передачи. Примененный для моделирования индекс OFDM, равный 64, позволяет передавать данные по 15 параллельным независимым частотным каналам.

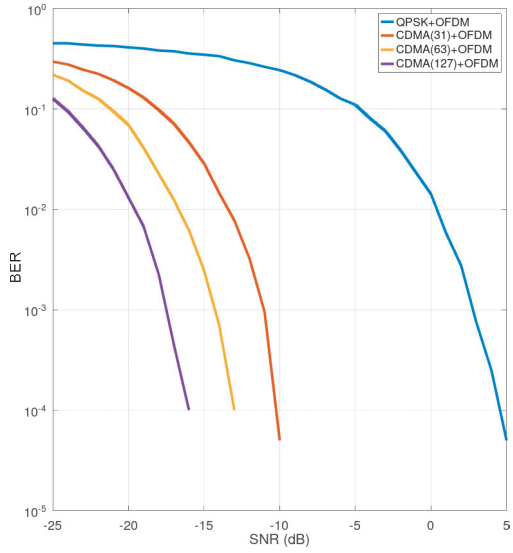
Мультиплексор потоков последовательно выкладывает сформированные из каналов потоки в 15 каналов OFDM для передачи, предварительно выполнив в блоке преобразования Гильберта обработку потоковых пакетов для получения аналитического и комплексно сопряженного с ним сигнала в целях формирования реального временного синхронного канального сигнала OFDM-фрейма с циклическим префиксом в нулевом и (M+1)-ом TDM-канале. Блок CP выполняет вставку циклического префикса в нулевой и (M+1)-й TDM-канал. Амплитудный модулятор формирует модулированный сигнал для передачи по физическому каналу АБГШ.

Представленный на рис. 2 приемник OFDM-CDMA выполняет обработку полученного канального сигнала в обратном порядке следования преобразований мультиплексирования и кодирования. Декодер получает на входе двоичные канальные сигналы от блока приемника OFDM и восстанавливает в соответствии с кодами потоковые и канальные сигналы. Далее эти сигналы D_i^* попадают на приемник двоичных данных, сравниваются с исходными и в результате модель получает сквозную оценку битовых канальных ошибок BER по всему тракту передачи.

Полученный в результате моделирования и представленный на рис. 9 спектр канального сигнала наглядно демонстрирует работу СПД на всех 15 поднесущих частотах технологии ACO-OFDM.

Следующий более важный результат демонстрирует график битовых ошибок на рис. 10 в зависимости от длины классического кода Голда (31, 63 и 127) и в сравнении с типовой модуляцией QPSK в моделируемых каналах технологии ACO-OFDM для заданных пределов канального шума.

Рисунок 10
График зависимости битовых ошибок BER от отношения сигнал/шум SNR в дБ для сквозного канала СПД



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты, полученные при моделировании системы передачи данных, продемонстрировали стабильную и надежную работу предложенного способа формирования канальных и потоковых сигнальных пакетов в каналах передачи данных с применением технологии ACO-OFDM.

Классические коды Голда и коды Уолша подтвердили достаточный уровень квазиортогональности и ортогональности для применения в качестве маркерных кодов при CDMA-кодировании каналов или потоков данных при пакетной передаче.

Результаты моделирования показали качественный рост помехоустойчивости каналов при CDMA-кодировании с увеличением порядка и длины кодов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучерявый, А.Е. Сети связи с ультрамалыми задержками / А.Е. Кучерявый // Труды НИИР. – 2019. – № 1. – С. 69-74.

2. Волков, А.Н. Сети связи пятого поколения: на пути к сетям 2030 / А.Н. Волков, А.С.А. Мутханна, А.Е. Кучерявый // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2020. – Т. 8, № 2. – С. 32-43. – DOI: 10.31854/2307-1303-2020-8-2-32-43.

3. Волков, А.Н. Перспективные исследования сетей и услуг 2030 в лаборатории 6G Meganetlab СПбГУТ / А.Н. Волков, А.С.А. Мутханна, А.Е. Кучерявый и др. // Электросвязь. – 2023. – № 6. – С. 5-14. – DOI: 10.34832/ELSV.2023.43.6.001.

4. Atri, K. 5G Wireless Communication: Major Challenges And Opportunities / K. Atri, R. Chauhan, C. Bhatt et al. // 2024 3rd International Conference for Innovation in Technology (INOCON). – DOI: 10.1109/INOCON60754.2024.10512290.

5. Wang, Z. CDMA-FMT: A novel multiple access scheme for 5G wireless communications / Z. Wang, S. Fan, Y. Rui // 2014 19th International Conference on Digital Signal Processing. – DOI: 10.1109/ICDSP.2014.6900798.

6. Basak, D. Comparing Precoded MC-CDMA and OTFS for High-Speed V2X Communications / D. Basak, S. Sruti, K. Giridhar // 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall). – DOI: 10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625357.

7. Sherien, S. Multiuser Capacity Enhancement in B5G Networks using Hybrid CDMA-NOMA Scheme / S. Sherien, H. Sadia, H. Iqbal, R.A.A. Hablulmateen // 2024 International Conference on Green Energy, Computing and Sustainable Technology (GECOST). – DOI: 10.1109/GECOST60902.2024.10475065.

8. Kagaya, S. Superposed Low-Speed CDMA Signal Transmission over High-Speed OFDM Signal Based on 5G Parameters / S. Kagaya, T. Sugiyama // 2025 IEEE 15th International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). – DOI: 10.1109/ICSPCC66825.2025.11194577.

9. Seberry, J.R. On a Use of Golay Sequences for Asynchronous DS CDMA Applications / J.R. Seberry, B.J. Wysocki, T.A. Wysocki // Advanced Signal Processing for Communication Systems. The International Series in Engineering and Computer Science. – 2002. – Vol. 703. – P. 183-196. – DOI: 10.1007/0-306-47791-2_14.

10. Choi, J.H. Code-Division Multiplexing Based MIMO Channel Sounder with Loosely Synchronous Codes and Kasami Codes / J.H. Choi, H.K. Chung, H. Lee et al. // IEEE Vehicular Technology Conference. – IEEE, 2007. – P. 1-5. – DOI: 10.1109/VTCF.2006.33.

11. Chandra, A. Small Set Orthogonal Kasami codes for CDMA system / A. Chandra, S. Chattopadhyay // 2009 4th International Conference on Computers and Devices for Communication (CODEC).

12. Dong, L. Peak power analysis of MC-CDMA employing Golay complementary sequences / L. Dong, N.Y. Yu // 2011 12th Canadian Workshop on Information Theory. – DOI: 10.1109/CWIT.2011.5872119.

13. Chaitanya, N. Overview on CDMA networks and Implementation of CDMA Spread Spectrum Techniques using MATLAB / N. Chaitanya, R. Hrishikesh, S. Sb et al. // 2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES). – DOI: 10.1109/ICCES48766.2020.9138015.

14. Yang, A. Binary Sequence Set Optimization for CDMA Applications via Mixed-Integer Quadratic Programming / A. Yang, T. Mina, G. Gao // ICASSP 2023 - 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – DOI: 10.1109/ICASSP49357.2023.10095359.

15. Pereira, J. Perfect Sequences Based on Golay Codes for Communication Systems / J. Pereira, H. Ferreira // Digital Technologies Research and Applications. – 2024. – Vol. 3, Issue 1. – P. 24-43. – DOI: 10.54963/dtra.v3i1.312.

Получено 20.07.2026;
принято к печати 28.07.2026

Modeling CDMA channels in OFDM data transmission systems

S.A. Vladimirov, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), department of communication networks and data transmission, senior lecturer; vlsa.vlcom@yandex.ru

S.S. Vladimirov, SPbSUT, department of communication networks and data transmission, professor, Dr.Sci.(Tech.); vladimirovs@sut.ru

I.B. Sedinkin, SPbSUT, department of communication networks and data transmission, master's student; sedinkin.ib@sut.ru

Abstract. The paper presents the results of channel noise immunity modeling for the developed wideband flexible data transmission system using combined CDMA pre-channel coding and OFDM transmission technologies. The method and model assume the use of *K*-channel CDMA coding, extending L-stream CDMA coding, and $N \times M$ OFDM subchannels for transmission in a distributed time-frequency space. The transmission method, features, and modeling parameters are discussed in detail.

Keywords: code division, data transmission systems, spread spectrum, error-correcting coding, orthogonal frequency division, CDMA, OFDM.

For citation: Vladimirov, S.A. Modeling CDMA channels in OFDM data transmission systems / S.A. Vladimirov, S.S. Vladimirov, I.B. Sedinkin // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 22-28. (in russian)

REFERENCES

1. Koucheryavy, A.E. Communication networks with ultra-low delays / A.E. Koucheryavy // Trudy NIIR. – 2019. – No. 1. – P. 69-74. (in russian)

2. Volkov, A.N. Fifth generation communication networks: on the way to networks 2030 / A.N. Volkov, A.S.A. Muthanna, A.E. Koucheryavy // Telecom IT. – 2020. – Vol. 8, Issue 2. – P. 32-43. – DOI: 10.31854/2307-1303-2020-8-2-32-43. (in russian)

3. Volkov, A.N. Perspective research of networks and services 2030 in the laboratory 6G Meganetlab SPbSUT / A.N. Volkov, A.S.A. Muthanna, A.E. Koucheryavy et al. // Electrosvyaz. – 2023. – No. 6. – P. 5-14. – DOI: 10.34832/ELSV.2023.43.6.001. (in russian)

4. Atri, K. 5G Wireless Communication: Major Challenges And Opportunities / K. Atri, R. Chauhan, C. Bhatt et al. // 2024 3rd International Conference for Innovation in Technology (INOCON). – DOI: 10.1109/INOCON60754.2024.10512290.

5. Wang, Z. CDMA-FMT: A novel multiple access scheme for 5G wireless communications / Z. Wang, S. Fan, Y. Rui // 2014 19th International Conference on Digital Signal Processing. – DOI: 10.1109/ICDSP.2014.6900798.

6. Basak, D. Comparing Precoded MC-CDMA and OTFS for High-Speed V2X Communications / D. Basak, S. Sruti, K. Giridhar // 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall). – DOI: 10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625357.

7. Sherien, S. Multiuser Capacity Enhancement in B5G Networks using Hybrid CDMA-NOMA Scheme / S. Sherien, H. Sadia, H. Iqbal, R.A.A. Hablulmateen // 2024 International Conference on Green Energy, Computing and Sustainable Technology (GECOST). – DOI: 10.1109/GECOST60902.2024.10475065.

8. Kagaya, S. Superposed Low-Speed CDMA Signal Transmission over High-Speed OFDM Signal Based on 5G Parameters / S. Kagaya, T. Sugiyama // 2025 IEEE 15th International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). – DOI: 10.1109/ICSPCC66825.2025.11194577.

9. Seberry, J.R. On a Use of Golay Sequences for Asynchronous DS CDMA Applications / J.R. Seberry, B.J. Wysocki, T.A. Wysocki // Advanced Signal Processing for Communication Systems. The International Series in Engineering and Computer Science. – 2002. – Vol. 703. – P. 183-196. – DOI: 10.1007/0-306-47791-2_14.

10. Choi, J.H. Code-Division Multiplexing Based MIMO Channel Sounder with Loosely Synchronous Codes and Kasami Codes / J.H. Choi, H.K. Chung, H. Lee et al. // IEEE Vehicular Technology Conference. – IEEE, 2007. – P. 1-5. – DOI: 10.1109/VTCF.2006.33.

11. Chandra, A. Small Set Orthogonal Kasami codes for CDMA system / A. Chandra, S. Chattopadhyay // 2009 4th International Conference on Computers and Devices for Communication (CODEC).

12. Dong, L. Peak power analysis of MC-CDMA employing Golay complementary sequences / L. Dong, N.Y. Yu // 2011 12th Canadian Workshop on Information Theory. – DOI: 10.1109/CWIT.2011.5872119.

13. Chaitanya, N. Overview on CDMA networks and Implementation of CDMA Spread Spectrum Techniques using MATLAB / N. Chaitanya, R. Hrishikesh, S. Sb et al. // 2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES). – DOI: 10.1109/ICCES48766.2020.9138015.

14. Yang, A. Binary Sequence Set Optimization for CDMA Applications via Mixed-Integer Quadratic Programming / A. Yang, T. Mina, G. Gao // ICASSP 2023 - 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – DOI: 10.1109/ICASSP49357.2023.10095359.

15. Pereira, J. Perfect Sequences Based on Golay Codes for Communication Systems / J. Pereira, H. Ferreira // Digital Technologies Research and Applications. – 2024. – Vol. 3, Issue 1. – P. 24-43. – DOI: 10.54963/dtra.v3i1.312.

Способ защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи

А.А. Катанович, ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», главный научный сотрудник, профессор, д.т.н.; andrei.katanovitch@yandex.ru
В.И. Дорошенко, ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», старший научный сотрудник, профессор, д.т.н.; morechod1954@yandex.ru
Ю.В. Вахрушева, ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», младший научный сотрудник; vasilenko.96@mail.ru
В.А. Цыванюк, ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», старший научный сотрудник, доцент, к.воен.н.; ciwoniuk@mail.ru

УДК 621.396.24 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.004

Аннотация. *Показано, что использование способа защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи, позволяет повысить качество приёма сигнала в моменты стохастического прерывания в радиолинии за счет введения избыточности в передаваемое сообщение, т.е. с помощью помехоустойчивого кодирования на передающей стороне и декодирования на приёмной стороне кодами Рида – Соломона и Боуза – Чоудхури – Хоквенгема.*

Ключевые слова: *способ защиты от ошибок в данных, метеорная связь, помехоустойчивость, помеха, радиосигнал, спектральная плотность, псевдослучайная последовательность.*

Для цитирования: *Катанович, А.А. Способ защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи / А.А. Катанович, В.И. Дорошенко, Ю.В. Вахрушева, В.А. Цыванюк // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 29-36.*

ВВЕДЕНИЕ

Интенсивное развитие Арктических регионов России и Северного морского пути является стратегически важной задачей для страны. В интересах её решения широкое развитие получили информационно-управляющие системы различного назначения и масштаба, базирующиеся на применении разнообразных средств вычислительной техники и телекоммуникационной инфраструктуры. Данные системы позволяют решать задачи сбора, обработки и выдачи информации в целях оптимизации принятия управленческих решений в организационных (технологических) системах поддержания процессов повышения безопасности на море, мониторинга экологической обстановки и т.п. Инфокоммуникационные ресурсы становятся основным национальным богатством, а эффективность их использования в государственном управлении в дальнейшем во все большей степени будет определять уровень обеспечения национальной безопасности страны [1].

Ввиду физико-географических особенностей Арктических регионов России и Северного морского пути применение средств проводной, радио- и спутниковой связи зачастую затруднено, а в некоторых случаях невозможно. Единственным возможным способом передачи сообщений может стать использование сети метеорной связи, где происходит отражение радиоволн от следов ионизованного газа, образующихся при сгорании метеоров в атмосфере Земли.

ПРИНЦИП ОРГАНИЗАЦИИ МЕТЕОРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Для того чтобы электромагнитная волна длиной λ, отраженная от метеорного следа, попала в точку приёма, метеорный след должен проходить по касательной к одному из эллипсоидов вращения Земли, фокусы которых находятся в пунктах передачи и приёма. Использование метеорных следов, удовлетворяющих условию зеркальности отражения, потенциально полезно для организации метеорной связи. Геометрическая модель метеорного канала связи представлена на рис. 1, где использованы следующие обозначения: φ – половина угла отражения электромагнитной волны от метеорного следа; A – передающая станция; B – приёмная станция; H – высота метеорного следа; L – круговое расстояние между приёмной и передающей станциями; R_A – расстояние от передающей станции до метеорного следа; R_B – расстояние от приёмной станции до метеорного следа; R_e – расстояние от цента Земли до её поверхности, R_e=6400 км [2, 3].

В [3] показано, что

$$R_A = R_B = \left[\frac{L^2}{4} + \left(H + \frac{L^2}{8R_e} \right)^2 \right]^{1/2},$$

$$\sec^2 \varphi = 1 + \frac{L^2}{2H + \frac{L^2}{4R_e}}.$$

Наличие ограничений на дальность распространения электромагнитной волны приводит к тому, что далеко не все следы, возникающие в метеорной зоне ионосферы (на высоте 85...120 км над поверхностью Земли), могут использоваться для отражения волны и что в пункте приёма можно принимать сигналы, поступившие только из весьма ограниченных областей этой зоны.

Метеорные вспышки обычно разделяются на две категории в зависимости от линейной плотности q электронов в следе. Для плотностей выше $q=10^{14}$ электронов на метр метеорный след классифицируется как след с повышенной концентрацией электронов, имеющих радиус r_e. При плотностях ниже этого значения концентрация электронов считается пониженной [2]. Для следа с пониженной концентрацией электронов мощность полезного сигнала $P_B(t)$ на входе приёмника равна [3]:

$$P_B(t)=P_B(0)\exp(-t/\tau), \qquad (1)$$

где

$$P_B(0)=\frac{P_A G_A G_B \lambda^3 q^2 r_e^2 \sin^2\alpha}{16\pi^2 R_A R_B (R_A+R_B)(1-\cos^2\beta\sin^2\varphi)}\times \\ \times\exp\left(-\frac{8\pi^2 r_0^2}{\lambda^2\sec^2\varphi}\right); \qquad (2)$$

$\tau=\frac{\lambda^2\sec^2\varphi}{32\pi^2 D}$; t – время существования метеорного следа; τ – характерное время уменьшения амплитуды отраженного сигнала в e раз; P_A – мощность радиопередатчика одной из станций; G_A и G_B – коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн ведущей и ведомой станций; α – угол между плоскостью Земли и плоскостью распространения сигнала; r_0 – радиус метеорного следа; λ – длина электромагнитной волны; β – угол между осью метеорного следа и плоскостью Земли; D – коэффициент амбиполярной диффузии электронов.

На рис. 2 представлена плоскость, в которой происходит распространение радиосигнала от метеорного следа [2, 3].

Представим формулу (2) в виде

$$P_B(0)=Mq^2, \qquad (3)$$

где M – некоторая погонная мощность сигнала на приёме при ограниченной концентрации электронов, которая записывается в виде выражения

$$M=\frac{P_A G_A G_B \lambda^3 r_e^2 \sin^2\alpha}{16\pi^2 R_A R_B (R_A+R_B)(1-\cos^2\beta\sin^2\varphi)}\times \\ \times\exp\left(-\frac{8\pi^2 r_0^2}{\lambda^2\sec^2\varphi}\right).$$

С учетом формул (1) и (3) для канального шума со спектральной плотностью мощности и средней мощностью шума $P_ш$, найдем отношение мощности полезного сигнала к мощности аддитивного шума (отношение сигнал/шум) на входе приёмника

$$h^2(t)=\frac{Mq^2\exp(-t/\tau)}{P_ш}.$$

Рисунок 1
Геометрическая модель метеорного канала связи

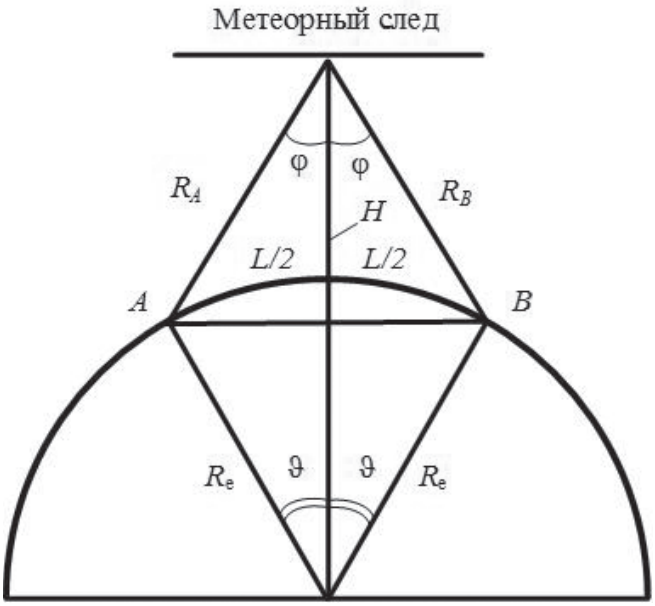
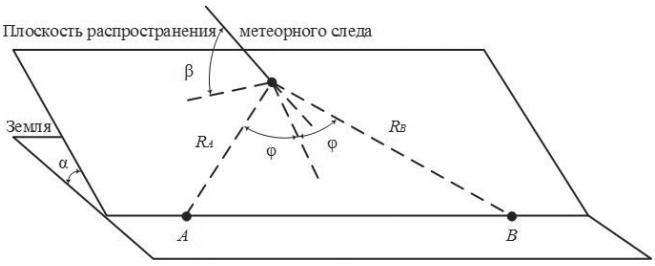


Рисунок 2
Плоскость, в которой происходит распространение радиосигнала от метеорного следа



Случайные величины M и τ зависят от параметров метеорной системы, а также от показателей, которые могут изменяться при переходе от одного следа к другому.

Введем в рассмотрение момент времени t_l, когда отношение мощности полезного сигнала к мощности аддитивного шума на входе приёмного устройства станет равным некоторому пороговому значению $h_{пор}$. Этот момент времени соответствует окончанию передачи l-го пакета сигналов. Тогда с учетом формулы (3) найдем

$$h^2(t_l)=P_B(0)\exp\left(-t_l/\tau\right)\Big/P_ш=h_{пор}^2. \qquad (4)$$

Из (4) получим выражение для

$$t_l=-\tau\ln\left[h_{пор}^2 P_ш/P_B(0)\right]. \qquad (5)$$

Как следует из формулы (5), длительность существования следа (измеряется в миллисекундах), в течение которой возможна передача сообщений, существенно зависит от пороговых значений $h_{пор}^2$ от-

ношения мощности полезного сигнала к мощности аддитивного шума на входе приёмного устройства в метеорном канале связи, при которых обеспечивается высокое качество приёма информации. Пороговое значение определяет длительность пакета передачи и, соответственно, объём передаваемой информации. Наличие переменной длительности существования следа (в общем случае случайная величина) не позволяет использовать традиционные методы приёма сигналов в полной мере. Кроме того, значения отношения сигнал/шум на входе приёмника снижаются, поэтому приём последних сигналов в пакете сообщений происходит в наиболее сложных условиях. Очевидно, что при этом на приёме повышается средняя вероятность возникновения ошибок на байт. Для уменьшения этой вероятности целесообразно произвести дополнительные действия, направленные на защиту от ошибок при стохастических прерываниях метеорной связи, путем введения избыточности в передаваемое сообщение с помощью помехоустойчивого кодирования на передающей стороне и декодирования на приёмной стороне кодами Рида – Соломона и Боуза – Чоудхури – Хоквенгема.

Известны различные способы защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи в [4–7]. Недостатком этих способов является относительно низкая помехоустойчивость оборудования, так как при ухудшении качества принимаемого сигнала из-за ошибок, возникающих во время его стохастических прерываний в диапазоне от 20 до 500 МГц очень высоких частот (ОВЧ) радиолинии метеорной связи, происходит потеря или искажение части информации, а также существует возможность включения ложных байтов (дезинформации).

АЛГОРИТМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО РАДИОЛИНИИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ

Для повышения помехоустойчивости радиолинии, по которой осуществляется передача сообщения с использованием максимально возможного телекоммуникационного ресурса, предлагается способ защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи [8]. Блок-схема алгоритма фрагментации потока данных, передаваемых по радиолинии метеорной связи, представлена на рис. 3, где $V_з$ – заданный объём пакета передаваемых данных в байтах; $ЦП_0$ – цифровой пароль нулевой ведущей станции; $ЦП_i$ – цифровой пароль i-ой ведомой станции; f_1 – частота, выделяемая для передачи данных; f_2 – частота для передачи служебных сигналов ПУСК и СТОП соответственно; $V_п$ – объём пакета передаваемых данных; V_i – итоговый объём каждого i-го фрагмента; $V_{сш}$ – объём сигнала «сшивка» в байтах; $V_{пер}$ – объём передаваемых байтов; Ск – сканирование ионосферы; ЭК – энергетический контакт; СШ – сигнал «сшивка».

В блоке **1** определяются исходные данные, необходимые для фрагментации потока передаваемых данных. Такими данными является сообщение, которое необходимо передать адресату-получателю. Поскольку метеорная связь осуществляется сеансами, то объём всего накопленного сообщения, подлежащего передаче, составляет $V_з$.

В блоке **2**, предназначенном для вхождения корреспондентов в связь (для поиска метеорного следа, который может обеспечить необходимый энергетический контакт на ОВЧ), производится сканирование ионосферы. При появлении потока данных оборудование радиолинии метеорной связи начинает сканирование ионосферы с целью выявления появляющегося метеорного следа, способного отражать ОВЧ сигналы радиоволн, которые могут быть приняты корреспондентом. Для передачи фрагментов данных используются ОВЧ радиопередатчики и радиоприёмники, работающие на частоте f_1. Идентификация корре-

Рисунок 3
Блок-схема алгоритма фрагментации потока данных, передаваемых по радиолинии метеорной связи



спондентов обеспечивается с помощью цифровых паролей $ЦП_0$ и $ЦП_i$. Для управления потоком передаваемых данных используются служебные сигналы СТОП и ПУСК, передающиеся на частоте f_2. Сигнал вызова состоит из трёх последовательностей: меандра («точек»), т.е. последовательности символов «1» и «0», цифрового пароля вызываемой i-ой станции и цифрового пароля вызывающей ведущей нулевой станции. Последовательности этих символов непрерывно передаются в эфир на частоте f_1 до тех пор, пока в ионосфере не появится сгусток метеорного следа, способного отражать сигнал вызова [9, 10].

В блоке **3** определяется размер $V_п$ пакета, подлежащего передаче, и вводится фрагмент данных передаваемого для выполнения дальнейших действий.

В блоке **4** осуществляется контроль пакета данных объёмом $V_п$ и непрерывный контроль поступления данных файла на передачу. В этом блоке производится логическая операция проверки того, полностью ли сформирован этот файл (т.е. проверяется, все ли блоки данных $V_з$, которые необходимо передать, записаны в пакет $V_п$). Если файл передаваемых данных $V_п$ не сформирован ($V_п < V_з$, или НЕТ), то возвращаемся к блоку **3** и повторяем действие до того момента, пока файл не сформируется. Если же файл был успешно сформирован (условие $V_п \geq V_з$ выполнено, или ДА), то приступаем к следующему этапу.

В блоке **5** происходит разделение потока данных на фрагменты (производится фрагментация пакета передаваемых данных объёмом $V_п \geq V_з$ на отдельные фрагменты объёмом $V_{iп}$ каждый).

В блоке **6** каждому фрагменту присваивается свой очередной i-й номер. Если файл передаваемых данных полностью сформирован (т.е. весь объём сообщения $V_з$ разделён на фрагменты $V_{iп}$, и они готовы к передаче по радиолинии метеорной связи), то далее переходим к блоку **7**.

В блоке **7** осуществляется сканирование ионосферы и поиск энергетического контакта с i-ым корреспондентом. Сканирование ионосферы выполняется до тех пор, пока не появится канал, по которому обеспечивается связь с требуемым качеством. Логическая операция проверки ЭК осуществляется в блоке **8**. После удачной установки энергетического контакта начинается передача данных из блока **9**.

В блоках **10** и **11** производится формирование структуры сигнала «сшивка» объёмом $V_{сш}$. Для этого при обрыве энергетического контакта в момент передачи байта под номером j формируется сигнал «сшивка» из трех байтов под номерами j и $(j+1)$ (которые уже переданы) и байта $(j-1)$, на передаче которого произошел обрыв энергетического контакта. Номера передаваемым байтам присваиваются в блоке **10** «скользящего окна», в котором осуществляется формирование структуры сигнала «сшивка». Сигнал «сшивка» состоит из 3 байтов, которые записываются в накопитель блока **10** и хранятся в нём до получения сигнала «сшивка есть?» из блока **11**.

Если сигнал «сшивка» не проходит, то данные поступают из блока **9** в блок **10**, а затем через блоки **11** и **12** в блок **13** «Счетчик количества переданных байтов $V_{пер}$». С выхода блока **13** сигнал проходит в блок **14**, в котором производится логическая операция «$(V_{пер} \geq V_з)$». Если это условие выполняется (ДА), то в блоке **15** полученный файл данных сохраняется в памяти ЭВМ.

Если произошел разрыв энергетического контакта, то в блоке **11** вырабатывается сигнал «сшивка (СТОП) есть?» и передача данных из блока **9** в **10** приостанавливается. На приёме в блоке **11** выполняется операция, позволяющая определить, правильно ли выбраны номера принятых байтов. Если номера не совпадают, то возвращаемся к действиям в блоке **10**, а в обратном случае в блоке **12** переходим к присвоению очередного номера принятого байта. Этот номер учитывается в блоке **13** «Счетчик количества переданных байтов $V_{пер}$».

В блоке **14** производится проверка количества переданных байтов и определяется, в полном ли объёме передан пакет. Если все байты переданы, то в блоке **15** сохраняется полученный пакет данных. На этом процесс фрагментации завершается.

ЗАЩИТА ОТ ОШИБОК В ДАННЫХ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО РАДИОЛИНИИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ

При использовании предлагаемого способа защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи, происходит следующее.

Автоматизированное управление функционированием радиолинии метеорной связи производится с применением специализированной ЭВМ, осуществляющей обмен данными с внешними устройствами по стандарту формата передачи данных КОИ-7, основанному на таблице кодирования символов ASC II. Предварительное помехоустойчивое каскадное кодирование передаваемого сообщения производится систематическим блочным кодом Рида – Соломона и сверточным кодированием потока полученных байт. Далее байты фрагментируются на передающей стороне и кодируются помехоустойчивым кодом Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ). На приёмной стороне производятся каскадное декодирование и дефрагментирование принятого сообщения [11, 12].

Для защиты от ошибок в данных, передаваемых в канале связи, кодер Рида – Соломона преобразует входящий поток цифровых знаков в семиэлементные знаки таким образом, чтобы при искажении в канале связи четырёхэлементного цифрового знака можно было бы обнаружить факт этого искажения. При этом код Рида – Соломона позволяет не только зафиксировать этот факт, но и автоматически испра-

вить изменённый символ в передаваемом байте. Это достигается за счёт того, что на вход кодера поступает 10 различных кодовых комбинаций, состоящих из двоичных символов, а в кодере формируется $2^7=128$ различных кодовых комбинаций. Из этих 128 кодовых комбинаций выбираются десять, имеющих наибольшее кодовое расстояние друг от друга. Такое кодовое расстояние позволяет обнаружить не только факт искажения любого символа, но и его место в семиэлементной кодовой комбинации, а затем автоматически исправить его на правильный символ [12].

С выхода кодера Рида – Соломона сообщение в виде потока двоичных символов вводится в блок сверточного кодирования, в основу которого положен принцип формирования последовательности проверочных элементов линейной комбинацией информационной последовательности, поступающей непрерывно на вход кодирующего устройства [8]. Поведение кодера задаётся диаграммой состояний, включающей в себя направленные графы перехода из одного состояния в другое. Сверточное кодирование позволяет на приёме осуществлять исправление как одиночных, так и групповых ошибок путём последовательного декодирования.

Далее сообщение кодируется БЧХ-кодом, в котором каждому символу алфавита (элементарному отрезку сообщения) соответствует определённая последовательность (блок – кодовая комбинация) из отдельных элементов. Блочный код представляет собой множество всех кодовых комбинаций, возможных при данном способе кодирования. Операции кодирования и декодирования производятся внутри блока. Кодовые комбинации формируются путем добавления к информационным символам проверочных символов по определенному правилу.

При использовании предлагаемого способа реализуются циклические БЧХ-коды, которые характеризуются тем, что все наборы, образованные в результате циклической перестановки любой кодовой комбинации, являются также кодовыми комбинациями. Этот процесс позволяет в значительной степени упростить декодирующее устройство, что важно при обнаружении ошибок и исправлении одиночной ошибки.

Процедура «сшивки» передаваемого потока данных происходит следующим образом. Сначала осуществляется процесс разделения сообщения (фрагментация) на отдельные пакеты (фрагменты), которые передаются при наличии определенного метеоритного следа. На приёмной стороне происходит обратная операция – дефрагментация. При выполнении процесса «сшивки» отдельные части полученного сообщения собираются в единое целое для передачи в блоки формирования структуры сообщения для дальнейшей обработки на ЭВМ. Фрагментация происходит в результате случайного разрыва энергетического контакта между коммуникаторами на ОВЧ радиолинии [13, 14]. Природа вынуждает осуществлять фрагментацию и дефрагментацию, адаптированные к случайным внешним воздействиям. Отдельные фрагменты потока данных «сшиваются» в единое сообщение [15].

Рисунок 4
Пример обрыва энергетического контакта в момент передачи кодового блока байтов

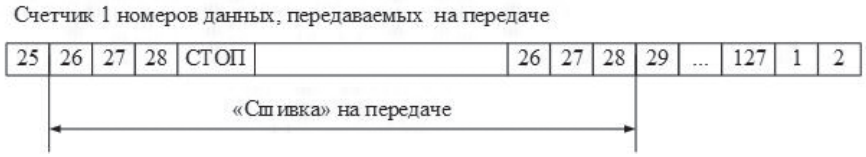


Рисунок 5
Формирование служебного сигнала «сшивка», включая служебные сигналы СТОП и ПУСК

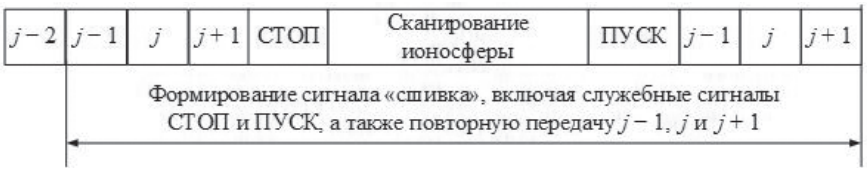


Рисунок 6
Формирование скользящего окна в передаваемых данных

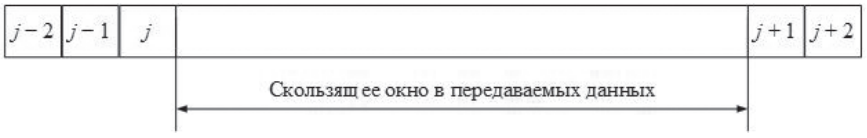
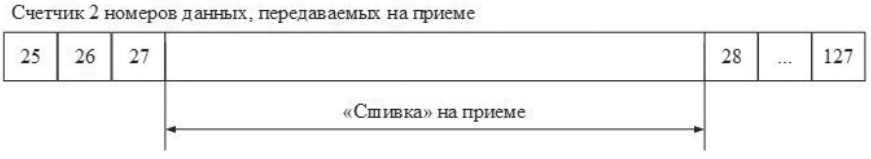


Рисунок 7
Процесс «сшивки» данных на приёме



ФРАГМЕНТАЦИЯ И ДЕФРАГМЕНТАЦИЯ ПОТОКА ДАННЫХ В РАДИОЛИНИИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ

Для решения задач фрагментации и дефрагментации потока данных, передаваемых по радиолинии метеорной связи, необходимо разработать механизм автоматического формирования служебного сигнала «сшивка». Этот сигнал включается в поток данных на передающей стороне при обрыве энергетического контакта между корреспондентами и автоматически исключается на стороне приёма после восстановления связи.

На рис. 4 представлен пример обрыва энергетического контакта в момент передачи кодового блока данных (байта под номером 28). В этот момент начинается процесс формирования сигнала «сшивка», который включает в себя передачу байтов под номерами 26, 27, 28, служебного сигнала СТОП, прерывание метеорной связи и поиск метеорного следа, который позволяет обеспечить необходимый энергетический контакт, а затем повторно передаются байты 26, 27 и 28.

Далее на рис. 5 байту под номером 26 соответствует байт под номером (j–1), байту 27 – байт j, а байту 28 – байт (j +1). Служебный сигнал «сшивка» включает в себя: сигналы СТОП, указывающие на прекращение передачи данных; пробелы, отражающие поиск энергетического контакта; и сигнал ПУСК, по которому возобновляется передача. В состав служебного сигнала «сшивка» входят также три последних переданных байта данных: (j–1) и j – корректно переданные байты; и (j +1) – байт, на котором произошел обрыв контакта, и данные могут быть искажены. На стороне передачи и приёма счетчики 1 и 2 фиксируют номера байтов j и (j +1), которые используются для восстановления непрерывности потока данных после обрыва контакта.

На рис. 6 показано скользящее окно между байтами j и (j +1), в котором обеспечивается устранение разрывов и искажений в данных при случайных обрывах контакта. Длительность периода отсутствия связи определяется временем, прошедшим до момента появления следующего метеорного следа, а значит, и временем восстановления энергетического контакта. В процессе передачи служебные сигналы, с помощью которых обеспечивается контроль непрерывности потока данных, автоматически исключаются. Счетчики номеров переданных байтов работают синхронно в режиме старт-стоп для каждого байта. На рис. 5 и 6 представлены иллюстрации промежуточных процессов «сшивки» на передаче и приёме.

Из рис. 7 представлен процесс «сшивки» данных на приеме. Из рисунка видно, что нумерация потока данных после «сшивки» осталась неизменной, что свидетельствует о корректном восстановлении данных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Технический результат реализации предлагаемого способа защиты от ошибок данных заключается в повышении помехоустойчивости радиолинии метеорной связи, в которой осуществляется передача сообщения с использованием максимально возможного телекоммуникационного ресурса путем применения каскадного кодирования и декодирования, а также фрагментации и дефрагментации сообщений. Использование данного способа позволит автоматически исправлять ошибки на приёме, возникающие при стохастических прерываниях связи, и осуществлять безошибочную «сшивку» полученных фрагментов сообщения.

Таким образом, реализация предложенного способа защиты от ошибок в данных, передаваемых по радиолинии метеорной радиосвязи, позволяет повысить качество приёма сигнала за счет введения избыточности в передаваемое сообщение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дорошенко, В.И. Метеорная связь как статистически устойчивый компонент телекоммуникационного ресурса Северного морского пути / В.И. Дорошенко, А.А. Густов, Ю.В. Вахрушева, М.В. Гайворонская // Техника средств связи. – 2025. – № 3. – С. 46-56.

2. Сидоров, А.В. Рассеяние радиоволн на насыщенных метеорных следах / А.В. Сидоров, А.О. Орехов // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. – 2013. – № 12-1. – С. 129-133.

3. Волвенко, С.В. Выбор пороговых отношений сигнал/шум при приеме сигналов в метеорном канале связи с использованием полудуплексного протокола с повторной передачей по запросу / С.В. Волвенко, С.Б. Макаров, С.В. Завьялов, М.Б. Хачаянц // Радиотехника. – 2016. – № 12. – С. 83-93.

4. Патент 2535507. Российская Федерация, МПК H01Q 21/08 (2006.01). Способ увеличения пропускной способности радиолинии / Минокин Л.М.; патентообладатель ООО «Телеконта». – № 2012128663/08; заявл. 09.07.2012; опубл. 10.12.2014. – Бюл. № 34.

5. Патент RU2461125C2. Российская Федерация, МПК H04B 7/22 (2006.01). Способ увеличения скорости передачи данных в пакетной сети метеорной связи / Иванченко Ю.С., Орлова Л.Г. – № 2010126401/07; заявл. 28.06.2010; опубл. 10.09.2012. – Бюл. № 25.

6. Патент RU2185707C1. Российская Федерация, МПК H04B 7/22 (2000.01). Способ передачи данных в пакетной сети метеорной связи / Колесников А.В., Сергеев И.В., Сопин С.П.; патентообладатель Военный университет связи. – № 2001116747/09; заявл. 15.06.2001; опубл. 10.12.2014. – Бюл. № 34.

7. Патент RU2710286C1. Российская Фе-

дерация, МПК G08C 17/02 (2006.01), G08C 15/06 (2006.01), H04B 7/185 (2006.01). Аппаратура метеорной связи / Катанович А.А., Цыванюк В.А., Козориз Д.А.; патентообладатель АО «Проектно-конструкторское бюро «РИО». – № 2019104129; заявл. 14.02.2019; опубл. 25.12.2019. – Бюл. № 36.

8. Патент RU2863951. Российская Федерация, МПК H04B 7/22 (2006.01), H03M 13/15 (2006.01). Способ защиты от ошибок в данных, передаваемых по прерывистой радиолинии метеорной связи / Катанович А.А., Дорошенко В.И., Вахрушева Ю.В., Цыванюк В.А. – патентообладатель ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия имени Адмирала Флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова». – № 2025107167; заявл. 24.03.2025; опубл. 15.06.2026. – Бюл. № 17.

9. Катанович, А.А. Развитие метода определения характеристик случайного процесса, представленного в виде стохастической сети / А.А. Катанович, П.В. Попов, А.А. Привалов, Е.М. Палехин // Электросвязь. – 2024. – № 2. – С. 28-33.

10. Катанович, А.А. Методологические основы имитационного моделирования помехозащищённого радиоканала декаметрового диапазона / А.А. Катанович, Е.В. Пыков, В.А. Цыванюк // Электросвязь. – 2025. – № 1. – С. 14-20.

11. Дорошенко, В.И. Контроль качества радиолинии метеорной связи на ультракоротких волнах / В.И. Дорошенко, Ю.Г. Ксенофонтов, В.Л. Мартынов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 3. – С. 74-83.

12. Золотарёв, В.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник / В.В. Золотарёв, Г.В. Овечкин. – М.: Горячая линия–Телеком, 2004. – 352 с.

13. Сердюков, В.С. Перспективные методы повышения скорости передачи информации в каналах метеорной связи / В.С. Сердюков, С.П. Белов, А.О. Орехов // Экономика. Информатика. – 2024. – Т. 51, № 1. – С. 241-249.

14. Воронин, С.В. Радиолинии метеорной связи в телекоммуникационной сети Северного морского пути / С.В. Воронин, В.И. Дорошенко, Ю.Г. Ксенофонтов // Труды учебных заведений связи. – 2019. – Т. 5, № 3. – С. 13-18.

15. Патент RU2834657C1. Российская Федерация, МПК H04B 7/22 (2006.01). Устройство обеспечения целостности потока передаваемых данных по радиолинии метеорной связи / Белов А.В., Волвенко С.В. – патентообладатель Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы. – № 2024108748; заявл. 02.04.2024; опубл. 12.02.2025. – Бюл. № 5.

Получено 14.07.2026;
принято к печати 21.07.2026

Method for protection against errors in data transmitted via a meteor-burst radio link

A.A. Katanovich, Naval Academy, chief researcher, professor, Dr.Sci.(Tech.); andrei.katanovitch@yandex.ru
V.I. Doroshenko, Naval Academy, senior researcher, professor, Dr.Sci.(Tech.); morechod1954@yandex.ru
Yu.V. Vakhrusheva, Naval Academy, junior researcher; vasilenko.96@mail.ru
V.A. Tsyvanyuk, Naval Academy, senior researcher, associate professor, Ph.D.(Mil.); ciwoniuk@mail.ru

Abstract. It has been shown that employing an error protection method for data transmitted over a meteor-burst radio link improves signal reception quality during periods of stochastic link interruption by introducing redundancy into the transmitted message, specifically, through the use of error-control coding (using Reed-Solomon and Bose-Chaudhuri-Hocquenghem codes) at the transmitting and receiving ends.

Keywords: data error protection method, meteor-burst communication, noise immunity, interference, radio signal, spectral density, pseudorandom sequence.

For citation: Katanovich, A.A. Method for protection against errors in data transmitted via a meteor-burst radio link / A.A. Katanovich, V.I. Doroshenko, Yu.V. Vakhrusheva, V.A. Tsyvanyuk // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 29-36. (in russian)

REFERENCES

1. Doroshenko, V.I. Meteor-burst communication as a statistically stable component of the Northern Sea route telecommunications resource / V.I. Doroshenko, A.A. Gustov, Yu.V. Vakhrusheva, M.V. Gaivoronskaya // Communication Equipment Technology. – 2025. – No. 3. – P. 46-56. (in russian)

2. Sidorov, A.V. Radio wave scattering by saturated meteor trails / A.V. Sidorov, A.O. Orekhov // Current Issues in Humanities and Natural Sciences. – 2013. –No. 12-1. – P. 129-133. (in russian)

3. Volvenko, S.V. Selection of signal-to-noise ratio thresholds for signal reception in a meteor communication channel using a half-duplex protocol with automatic repeat request / S.V. Volvenko, S.B. Makarov, S.V. Zavyalov, M.B. Khachayants // Radio engineering. – 2016. – No. 12. – P. 83-93. (in russian)

4. Patent 2535507. Russian Federation, IPC H01Q 21/08 (2006.01). Method for increasing radio link throughput / Minokin L.M.; patent holder: Telekonta LLC. – № 2012128663/08; appl. 09.07.2012; publ. 10.12.2014. – bulletin No. 34. (in russian)

5. Patent RU2461125C2. Russian Federation, IPC H04B 7/22 (2006.01). Method for increasing data transmission speed in a packet-switched meteor-burst communication network / Ivanchenko Yu.S., Orlova L.G. – № 2010126401/07; appl.

28.06.2010; publ. 10.09.2012. – Bulletin No. 25. (in russian)
6. Patent RU2185707C1. Russian Federation, IPC H04B 7/22 (2000.01). Method for data transmission in a packet-switched meteor-burst communication network / Kolesnikov A.V., Sergeev I.V., Sopin S.P. – patent holder: Military University of Communications. – № 2001116747/09; appl. 15.06.2001; publ. 10.12.2014. – Bulletin No. 34. (in russian)
7. Patent RU2710286C1. Russian Federation, IPC G08C 17/02 (2006.01), G08C 15/06 (2006.01), H04B 7/185 (2006.01). Meteor-burst communication equipment / Katanovich A.A., Tsyvanyuk V.A., Kozoriz D.A. – patent holder JSC Design and Engineering Bureau RIO. – № 2019104129; appl. 14.02.2019. – publ. 25.12.2019. – Bull. No. 36. (in russian)
8. Patent RU2863951. Russian Federation, IPC H04B 7/22 (2006.01), H03M 13/15 (2006.01). Method for error protection in data transmitted via an intermittent meteor-burst radio link / Katanovich A.A., Doroshenko V.I., Vakhrusheva Yu.V., Tsyvanyuk V.A. – patent holder: Military Educational and Scientific Center of the Navy «N.G. Kuznetsov Naval Academy». – № 2025107167; appl. 24.03.2025; publ. 15.06.2026. – Bulletin No. 17. (in russian)
9. Katanovich, A.A. Development of the method for determining the characteristics of a random process represented as a stochastic network / A.A. Katanovich, P.V. Popov, A.A. Privalov, E.M. Palekhin // Electrosvyaz. – 2024. – No. 2. – P. 28-33. (in russian)
10. Katanovich, A.A. Methodological basics of simulation modeling of interference-proof decameter range radio channel / A.A. Katanovich, E.V. Pykov, V.A. Tsyvanyuk // Electrosvyaz. – 2025. – No. 1. – P. 14-20. (in russian)
11. Doroshenko, V.I. Quality monitoring of a VHF meteor-burst communication link / V.I. Doroshenko, Yu.G. Ksenofontov, V.L. Martynov // Bulletin of Voronezh State Technical University. – 2023. – Vol. 19, No. 3. – P. 74-83. (in russian)
12. Zolotarev, V.V. Error-correcting coding. Methods and algorithms: a reference book / V.V. Zolotarev, G.V. Ovechkin. – Moscow: Goryachaya Liniya–Telecom, 2004. – 352 p. (in russian)
13. Serdyukov, V.S. Promising methods for increasing data transmission rates in meteor-burst communication channels / V.S. Serdyukov, S.P. Belov, A.O. Orekhov // Economics. Informatics. – 2024. – Vol. 51, No. 1. – P. 241-249. (in russian)
14. Voronin, S.V. Meteor-burst communication radio links in the Northern Sea Route telecommunications network / S.V. Voronin, V.I. Doroshenko, Yu.G. Ksenofontov // Proceedings of Telecommunication Educational Institutions. – 2019. – Vol. 5, No. 3. – P. 13-18. (in russian)
15. Patent RU2834657C1. Russian Federation, IPC H04B 7/22 (2006.01). Device for ensuring the integrity of a transmitted data stream over a meteor-burst communication radio link / Belov A.V., Volvenko S.V. – patent holder St. Petersburg University of State Fire Service. – № 2024108748; appl. 02.04.2024; publ. 12.02.2025. – Bulletin No. 5. (in russian)

Алгоритмы демодуляции для комбинированных систем неортогонального множественного доступа PD-SCMA

Т.Б.К. Бен Режеб, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), доцент, к.т.н.; t.benrejeb@mtuci.ru
Ю.С. Тимощук, МТУСИ, аспирант; iul.tim2012@yandex.ru

УДК 621.396 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.005

Аннотация. *Рост требований к спектральной эффективности систем связи делает актуальным исследование методов приема сигналов PD-SCMA. Проблема заключается в выборе алгоритма демодуляции, сочетающего высокую помехоустойчивость с приемлемой вычислительной сложностью. В исследовании проведено имитационное сравнение алгоритмов максимального правдоподобия и передачи сообщений в двухпользовательской системе с неравномерным распределением мощности. Исследование показало, что алгоритм максимального правдоподобия обеспечивает меньшую вероятность битовой ошибки, тогда как алгоритм передачи сообщений требует меньших вычислительных затрат. Полученные результаты определяют условия выбора алгоритма демодуляции для практической реализации приемника PD-SCMA.*

Ключевые слова: *SCMA, PD-NOMA, PD-SCMA, ML, MPA, BER, рэлеевский канал, AWGN, неортогональный множественный доступ.*

Для цитирования: *Бен Режеб, Т.Б.К. Алгоритмы демодуляции для комбинированных систем неортогонального множественного доступа PD-SCMA / Т.Б.К. Бен Режеб, Ю.С. Тимощук // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 37-45.*

ВВЕДЕНИЕ

Современные системы беспроводной связи ориентированы на развитие в направлении повышения спектральной и энергетической эффективности, увеличения числа одновременно обслуживаемых устройств и совершенствования методов многопользовательской передачи [1]. Неортогональный множественный доступ (non-orthogonal multiple access, NOMA) позволяет нескольким пользовательским потокам совместно использовать один частотно-временной ресурс за счет их разделения в дополнительных сигнальных областях [2]. NOMA рассматривается как один из способов повышения спектральной эффективности и поддержки массового подключения устройств в системах мобильной связи [3]. В отличие от ортогональных схем, NOMA допускает совместную передачу нескольких пользовательских потоков на одном ресурсе, а их разделение выполняется на основе различий в мощности, кодовых последовательностях, пространственных характеристиках или других параметрах сигнала [4], поэтому NOMA представляет собой общее направление, включающее несколько взаимодополняющих подходов к организации многопользовательской передачи.

Одним из наиболее распространенных направлений является технология PD-NOMA (power-domain NOMA), которая предполагает передачу пользовательских сигналов с разными уровнями мощности и разделение их на приемной стороне с учетом энергетического различия потоков [5, 6]. Другим направлением выступает кодовый неортогональный доступ, к которому относится множественный доступ с разреженным кодированием (sparse code multiple access, SCMA) и родственные ему методы, использующие специальные кодовые книги для разделения пользователей. Совместное применение нескольких принципов разделения позволяет формировать комбинированные системы, в которых преимущества отдельных направлений NOMA используются одновременно.

SCMA относится к методам неортогонального множественного доступа с разделением в кодовой области. Битовые комбинации непосредственно отображаются в многомерные разреженные кодовые слова, вследствие чего отдельный пользователь занимает только часть доступных ресурсных элементов [7]. Разреженное представление SCMA-кодовых слов уменьшает число одновременно взаимодействующих переменных на отдельных ресурсах и создает основу для применения алгоритмов многопользовательской демодуляции с фактор-графовым представлением [8]. Характеристики SCMA в значительной степени определяются структурой и взаимным расположением кодовых слов используемых кодовых книг [9]. Объединение кодового разделения SCMA с разделением по мощности PD-NOMA приводит к формированию комбинированного подхода PD-SCMA, рассматриваемого в настоящей работе.

В системах PD-SCMA объединяются два принципа: разделение в кодовой области для SCMA и распределение мощности, характерное для PD-

NOMA. Пользователям назначаются различные уровни мощности, а их кодовые слова суммируются в передающем тракте. Такая схема позволяет организовать передачу нескольких информационных потоков в рамках общего спектрального ресурса, однако одновременно усложняет задачу приема, поскольку пользовательский терминал наблюдает суперпозицию сигналов, искаженных каналом и шумом.

Разреженность кодовых слов позволяет применять алгоритм передачи сообщений (message passing algorithm, MPA), в котором решение формируется посредством итерационного обмена вероятностной информацией между узлами переменных и ресурсными узлами фактор-графа [10]. Совместное использование энергетического разделения PD-NOMA и кодового разделения SCMA позволяет формировать комбинированную систему PD-SCMA с дополнительной степенью разделения пользовательских потоков [11]. Вычислительная сложность классического MPA может дополнительно снижаться за счет логарифмического представления, пороговых решений и досрочного исключения уже надежно определенных переменных [12].

Цель работы состоит в сравнении алгоритма максимального правдоподобия (maximum likelihood, ML) и MPA для нисходящей системы PD-SCMA в пространственном канале. В качестве критерия качества используется зависимость вероятности битовых ошибок BER от отношения сигнал/шум (ОСШ), а в качестве критерия вычислительной реализуемости – время выполнения и асимптотическая оценка сложности. Такое сопоставление позволяет определить, в каких случаях целесообразно использовать эталонный ML-приемник, а в каких – более практичный MPA-приемник.

МОДЕЛЬ PD-SCMA

Рассмотрим нисходящую систему PD-SCMA, в которой базовая станция одновременно обслуживает двух пользователей, передача осуществляется в общем наборе ресурсных элементов, а разделение пользователей достигается совместным использованием кодовых книг SCMA и различных коэффициентов распределения мощности. На стороне передатчика информационные последовательности пользователей кодируются независимо, после чего соответствующие кодовые слова масштабируются по мощности и суммируются [5, 6].

На начальном этапе каждый пользователь формирует бинарную информационную последовательность. Затем эта последовательность поступает на вход SCMA-кодера, который выполняет отображение битовых комбинаций в разреженные кодовые слова [7, 8]. В рассматриваемой конфигурации каждое SCMA-кодовое слово имеет размерность, соответствующую числу ресурсных элементов, но содержит ограниченное число ненулевых компонент. Благодаря этому отдельный SCMA-слой не занимает все ресурсы одновременно, а структура наложений на ресурсных элементах задаётся заранее выбранным шаблоном разреженности.

Для компактного описания совокупности L SCMA-кодовых слов, выбранных j-ым пользователем в пределах одного передаваемого блока, введем матрицу

$$\mathbf{X}_j = \left[\mathbf{x}_1^{(j)}, \mathbf{x}_2^{(j)}, \ldots, \mathbf{x}_L^{(j)}\right] = \begin{bmatrix} x_{1,1}^{(j)} & x_{1,2}^{(j)} & \cdots & x_{1,L}^{(j)} \\ x_{2,1}^{(j)} & x_{2,2}^{(j)} & \cdots & x_{2,L}^{(j)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{K,1}^{(j)} & x_{K,2}^{(j)} & \cdots & x_{K,L}^{(j)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{K\times L},$$

где $j=1, 2, \ldots, J$; J – число активных пользователей; $\mathbf{X}_j$ – матрица выбранных SCMA-кодовых слов j-го пользователя; K – число ресурсных элементов; L – число общих SCMA-слоёв. Столбец $\mathbf{x}_l^{(j)} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ обозначает кодовое слово l-го SCMA-слоя j-го пользователя, а элемент $x_{k,l}^{(j)}$ – его компоненту на k-ом ресурсном элементе. Каждый из L SCMA-слоёв использует кодовую книгу, общую для J пользователей, содержащую M разреженных кодовых слов размерности K.

Один пользователь передаёт одним SCMA-блоком $L\log_2 M = 6\log_2 4 = 12$ бит, а два пользователя совместно передают 24 бита по четырём ресурсным элементам. Номинальная спектральная эффективность тогда равна $\eta = \dfrac{JL\log_2 M}{K} = \dfrac{2\cdot 6\log_2 4}{4} = 6$ бит/ресурсный элемент. Различение SCMA-слоёв обеспечивается разреженной структурой кодовых книг [9], а для разделения пользователей в энергетической области каждому пользователю назначается коэффициент мощности p_j. В типичном сценарии пользователь с менее благоприятным каналом получает большую долю мощности, а пользователь с более благоприятным каналом – меньшую.

Суммарный передаваемый сигнал базовой станции определяется выражением:

$$\mathbf{s} = \sum_{j=1}^{J} \sqrt{p_j} \sum_{l=1}^{L} \mathbf{x}_l^{(j)}. \qquad (1)$$

Вектор $\mathbf{s}$ содержит комплексные отсчёты суммарного сигнала на K ресурсных элементах. Если на некотором ресурсе активны несколько пользователей, их комплексные символы складываются с учетом коэффициентов мощности. Если пользователь не активен на данном ресурсе, его вклад равен нулю вследствие разреженности кодового слова.

С учетом суммарного сигнала, определенного выражением (1), модель наблюдения на стороне пользовательского терминала дополнительно включает воздействие канала распространения и аддитивного шума. Для i-го пользовательского терминала вектор

принятого сигнала $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ описывается выражением

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i\mathbf{s} + \mathbf{n}_i = \mathbf{H}_i \sum_{j=1}^{J} \sqrt{p_j} \sum_{l=1}^{L} \mathbf{x}_l^{(j)} + \mathbf{n}_i, \qquad (2)$$

где $\mathbf{H}_i$ – диагональная матрица, содержащая множители канала пользователя i; $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ – комплексный вектор аддитивного белого гауссова шума.

Наличие неортогонального наложения приводит к многопользовательской интерференции. В отличие от ортогональных схем, где каждый пользователь может быть выделен по собственному ресурсу, в PD-SCMA приемник должен учитывать совместное влияние нескольких кодовых слов. Поэтому демодулятор решает задачу многомерного статистического вывода: по наблюдаемому вектору $\mathbf{y}$ необходимо определить наиболее вероятные информационные комбинации пользователей.

АЛГОРИТМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ML

Алгоритм максимального правдоподобия ML является эталонным способом демодуляции в системе PD-SCMA. Его принцип основан на полном переборе всех возможных комбинаций переданных кодовых слов и выборе такой комбинации, которая наилучшим образом согласуется с принятым сигналом. При условии известного канала и гауссова шума задача сводится к минимизации евклидова расстояния между вектором наблюдений и гипотетическим вектором принятого сигнала [13]. Главное достоинство ML состоит в использовании глобального критерия решения без итерационных приближений фактор-графа. Недостатком является быстрое увеличение числа проверяемых комбинаций с ростом числа пользователей и размерности сигнального пространства [14].

Демодуляция выполняется на основе вектора наблюдений, сформированного в соответствии с моделью (2). При известных коэффициентах канала задача ML сводится к сопоставлению наблюдаемого вектора с набором допустимых сигнальных гипотез. Для рассматриваемой двухпользовательской системы модель наблюдения на стороне i-го пользовательского терминала принимает вид

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i\left(\sqrt{p_1}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{x}_l^{(1)} + \sqrt{p_2}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{x}_l^{(2)}\right) + \mathbf{n}_i,\ i = 1,2.$$

где $\mathbf{x}_l^{(j)}$ – SCMA-кодовое слово l-го слоя j-го пользователя; p_1 и p_2 – коэффициенты мощности первого и второго пользователей; $\mathbf{H}_i$ – матрица канала между базовой станцией и i-ым пользователем; $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ – вектор аддитивного шума. Приемник ML последовательно формирует все возможные пары кодовых слов из кодовых книг пользователей и для каждой пары вычисляет метрику расстояния до наблюдаемого вектора:

$$\left(\hat{\mathbf{X}}_1, \hat{\mathbf{X}}_2\right) = \arg\min_{\mathbf{X}_1,\mathbf{X}_2} \left\| \mathbf{y}_i - \mathbf{H}_i\left(\sqrt{p_1}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{x}_l^{(1)} + \sqrt{p_2}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{x}_l^{(2)}\right)\right\|^2,$$

где $\hat{\mathbf{X}}_1$ и $\hat{\mathbf{X}}_2$ – оценки матриц SCMA-кодовых слов, переданных соответственно первым и вторым пользователями; $\mathbf{X}_1$ и $\mathbf{X}_2$ – допустимые гипотезы этих матриц, рассматриваемые ML-приемником; $\mathbf{x}_l^{(1)}$ и $\mathbf{x}_l^{(2)}$ – SCMA-кодовые слова l-го слоя первого и второго пользователей.

Минимизация этой метрики эквивалентна максимизации функции правдоподобия при равных априорных вероятностях передаваемых комбинаций. При равных априорных вероятностях и корректно заданной модели канала алгоритм ML обеспечивает оптимальное решение по критерию максимального правдоподобия для рассматриваемого совместного детектирования. На рис. 1 приведен алгоритм ML приемника.

Все гипотезы рассматриваются непосредственно, а итоговое решение выбирается по глобальному критерию. Это делает алгоритм устойчивым к локальным ошибкам обмена сообщениями и позволяет получить наиболее точную оценку в условиях сильной интерференции [14]. Однако это достоинство сопровождается высокой вычислительной сложностью. В более общей модели PD-SCMA, когда каждый из J пользователей использует L независимых SCMA-слоёв, число глобальных гипотез равно $N_{\mathrm{ML}} = M^{JL}$.

Для каждой гипотезы требуется сформировать принятый вектор с учётом коэффициентов мощности, канала и вклада всех активных слоёв, а затем вычислить евклидову метрику расстояния. При K ресурсных элементах асимптотическая сложность такого перебора может быть оценена как $C_{\mathrm{ML}} = \mathcal{O}(KM^{JL})$, если вклад гипотез предварительно сформирован.

В системе PD-SCMA высокая сложность ML усиливается тем, что кодовые слова являются многомерными, а канал может иметь комплексные коэффициенты. Для каждой гипотезы необходимо учитывать масштабирование по мощности, влияние канала и вклад всех активных пользователей. Если рассматривать реализацию в реальном времени, это приводит к росту задержки принятия решения и повышенным требованиям к аппаратным ресурсам.

Следовательно, алгоритм ML в первую очередь имеет исследовательское и эталонное назначение. Он позволяет определить предельно достижимое качество демодуляции для заданной модели, проверить корректность результатов моделирования и оценить, насколько близко практический алгоритм подходит к оптимальному решению. Для массовой реализации в пользовательском оборудовании ML применим ограниченно, особенно при увеличении числа пользователей, числа SCMA-слоёв и коэффициента перегрузки системы.

АЛГОРИТМ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ MPA

Алгоритм MPA является основным практическим методом демодуляции в системах SCMA и PD-SCMA. Его применимость обусловлена разреженной структурой кодовых слов. Поскольку каждый пользователь воздействует только на часть ресурсных элементов, а каждый ресурс связан с ограниченным числом пользователей, систему можно представить в виде фактор-графа. В таком графе каждый узел соответствует паре «пользователь–SCMA-слой», а узлы ресурсов – локальным функциям правдоподобия [15, 16]. Геометрия сигнального созвездия и способ назначения кодовых книг также непосредственно влияют на расстояния между суперпозиционными сигналами и на характеристики BER [17]. Схема алгоритма MPA приведена на рис. 2.

В отличие от ML, алгоритм MPA не выполняет полный глобальный перебор всех комбинаций пользователей. Вместо этого он организует итерационный обмен вероятностными сообщениями между узлами графа. На каждой итерации ресурсные узлы передают пользователям информацию о том, насколько вероятны различные значения их символов с учетом наблюдаемого сигнала на данном ресурсе. Пользовательские узлы, в свою очередь, объединяют сообщения от связанных ресурсов и отправляют обновленные оценки обратно [18].

Для k-го ресурсного элемента локальная функция правдоподобия может быть записана как

$$\psi_{i,k}\left(\left\{\mathbf{x}_l^{(j)}\right\}_{(j,l)\in\mathcal{N}(k)}\right)=\exp\left(-\frac{\left|y_{i,k}-h_{i,k}\sum\limits_{(j,l)\in\mathcal{N}(k)}\sqrt{p_j}\,x_{k,l}^{(j)}\right|^2}{\sigma^2}\right), \qquad (3)$$

где $\mathcal{N}(k)$ – множество пар «пользователь–слой», активных на k-ом ресурсном элементе; $y_{i,k}$ – наблюдаемое значение на k-ом ресурсе у i-го пользователя; $h_{i,k}$ – коэффициент канала между базовой станцией и i-ым пользовательским терминалом на k-ом ресурсном элементе; σ^2 – дисперсия комплексного гауссова шума; $x_{k,l}^{(j)}$ – компонента кодового слова l-го SCMA-слоя j-го пользователя на k-ом ресурсе. Благодаря разреженности размер множества $\mathcal{N}(k)$ обычно существенно меньше общего числа пользователей, что снижает объем перебора на каждом ресурсе.

Локальная функция правдоподобия (3) используется при формировании сообщения от ресурсного узла k к узлу SCMA-слоя l-го слоя j-го пользователя и учитывает все допустимые значения остальных переменных, связанных с данным ресурсом:

$$m_{k\to(j,l)}\left(\mathbf{x}_l^{(j)}\right)=\sum_{\left\{\mathbf{x}_q^{(r)}:(r,q)\in\mathcal{N}(k),(r,q)\neq(j,l)\right\}}\psi_{i,k}\left(\left\{\mathbf{x}_q^{(r)}\right\}_{(r,q)\in\mathcal{N}(k)}\right)\prod_{(r,q)\in\mathcal{N}(k),(r,q)\neq(j,l)}m_{(r,q)\to k}\left(\mathbf{x}_q^{(r)}\right),$$

где $m_{(r,q)\to k}$ – сообщение от узла переменной (r,q) к ресурсному узлу k, характеризующее текущую вероятностную оценку возможных значений кодового слова $\mathbf{x}_q^{(r)}$.

Сообщение от узла переменной (j,l) к ресурсному узлу k формируется как произведение сообщений, поступивших от остальных связанных с ним ресурсных узлов:

$$m_{(j,l)\to k}\left(\mathbf{x}_l^{(j)}\right)\propto\prod_{r\in\mathcal{N}(j,l),r\neq k}m_{r\to(j,l)}\left(\mathbf{x}_l^{(j)}\right).$$

После каждого обновления сообщения нормализуются, чтобы избежать численной нестабильности и предотвратить потерю точности при работе с малыми вероятностями.

После заданного числа итераций апостериорная вероятность кодового слова l-го SCMA-слоя j-го пользователя оценивается как произведение входящих сообщений от всех связанных ресурсных узлов:

$$P\left(\mathbf{x}_l^{(j)}\#\mathbf{y}_i\right)\propto\prod_{k\in\mathcal{N}(j,l)}m_{k\to(j,l)}\left(\mathbf{x}_l^{(j)}\right). \qquad (4)$$

По апостериорным вероятностям, вычисленным согласно (4), для каждого SCMA-слоя выбирается кодовое слово с максимальной вероятностью, после чего восстанавливается соответствующая битовая комбинация. Таким образом, MPA формирует шесть двухбитовых решений для каждого пользователя и восстанавливает его SCMA-блок.

Преимущество MPA состоит в том, что сложность этого алгоритма определяется не общим числом пользовательских слоёв, а локальной степенью фактор-графа. Если на каждом ресурсе пересекается d_c узлов переменных, то основная вычислительная нагрузка пропорциональна числу локальных комбинаций M^{d_c}, а не числу глобальных комбинаций M^{JL}. Для I итераций асимптотическая сложность может быть оценена как $\mathcal{O}\left(IKM^{d_c}\right)$, где K – число ресурсных элементов, I – число итераций MPA, а $d_c=|\mathcal{N}(k)|$ – локальное число SCMA-слоёв, активных на одном ресурсном элементе.

Качество MPA зависит от числа итераций, структуры фактор-графа, уровня перегрузки и отношения сигнал/шум. При недостаточном числе итераций сообщения могут не успеть стабилизироваться, что приводит к повышенному значению BER. При наличии циклов в фактор-графе возможна корреляция сообщений, из-за чего алгоритм становится приближенным, а не строго оптимальным. Тем не менее при правильно выбранной структуре кодовых книг MPA обеспечивает качество, близкое к ML, при существенно меньшей теоретической сложности.

Рисунок 1
Общая логика ML-демодуляции

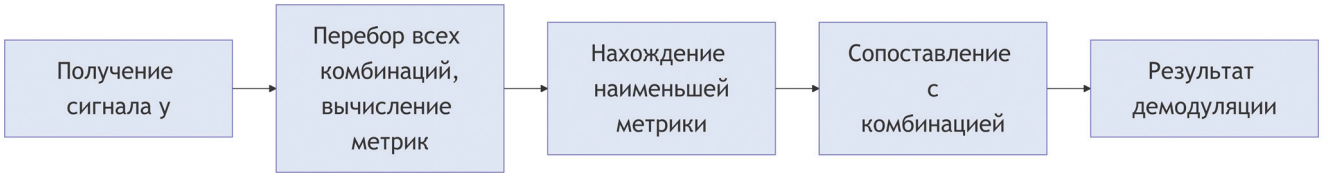
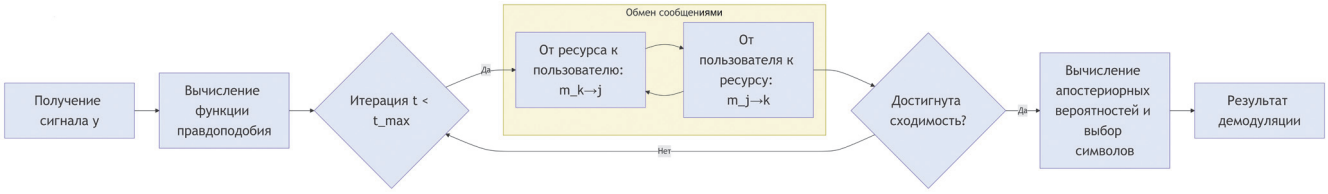


Рисунок 2
Общая логика MPA-демодуляции



В рассматриваемом моделировании используется 6 итераций MPA. Такое значение является компромиссом между качеством сходимости и временем обработки. Увеличение числа итераций может снизить BER, но одновременно повышает вычислительную сложность. Поэтому выбор числа итераций должен выполняться с учетом требований конкретной системы: задержки, доступной вычислительной мощности и допустимой вероятности ошибки.

СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ АЛГОРИТМОВ ML И MPA

Сравнение ML и MPA удобно проводить через характер роста числа операций. Для ML сложность определяется числом совместных гипотез. Если каждый узел переменной, соответствующий SCMA-слою, имеет M возможных кодовых слов, то при J пользователях и L SCMA-слоях число проверяемых глобальных комбинаций равно $N_{\mathrm{ML}} = M^{JL}$. С учётом вычисления метрики по K ресурсным элементам сложность ML можно оценить как $\mathcal{O}_{\mathrm{ML}} = \mathcal{O}\left(KM^{JL}\right)$.

Для MPA вычислительная нагрузка распределена по ресурсным узлам фактор-графа. Основной вклад связан с вычислением сообщений от ресурсных узлов к узлам переменных, где выполняется суммирование по локальным комбинациям соседних SCMA-слоёв. Если на одном ресурсном элементе пересекается d_c узлов переменных, то число локальных комбинаций равно $N_{\mathrm{loc}} = M^{d_c}$. Сложность одного итерационного цикла можно оценить как $\mathcal{O}^{(1)}_{\mathrm{MPA}} = \mathcal{O}\left(KM^{d_c}\right)$, а для I итераций – $\mathcal{O}_{\mathrm{MPA}} = \mathcal{O}\left(IKM^{d_c}\right)$. При $d_c = JL$ это существенно меньше, чем $\mathcal{O}_{\mathrm{ML}} = \mathcal{O}\left(KM^{JL}\right)$.

Важным следствием является различная масштабируемость алгоритмов. ML целесообразен для малых систем и для формирования эталонных кривых BER. MPA, напротив, лучше подходит для практических систем с ограниченными ресурсами, поскольку использует локальную структуру разреженного кода. Однако выигрыш MPA зависит от того, насколько эффективно построен фактор-граф и насколько мала степень наложения пользователей на каждом ресурсе.

Следует учитывать, что фактическое время выполнения зависит не только от асимптотической сложности, но и от программной реализации, способа хранения кодовых книг, векторизации вычислений и выбранной формы алгоритма. Например, логарифмическая реализация может быть устойчивее численно, но требовать дополнительных операций. Поэтому экспериментальное измерение времени выполнения является необходимым дополнением к теоретической оценке сложности.

ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ PD-SCMA

Для оценки эффективности рассмотренных алгоритмов было проведено численное моделирование нисходящей двухпользовательской системы PD-SCMA в рэлеевском канале [19]. Пользовательские SCMA-сигналы передавались в общих ресурсных элементах и дополнительно разделялись по мощности в соответствии с принципом PD-NOMA [20]. Используемая SCMA-конфигурация включала L=6 общих SCMA-слоёв, отображаемых на K=4 ресурсных элемента. Коэффициент загрузки SCMA составлял

$$\lambda = \frac{L}{K} = \frac{6}{4} = 1{,}5. \qquad (5)$$

Подстановка параметров рассматриваемой конфигурации в (5) дает коэффициент загрузки 150%, что соответствует перегрузке системы на 50%. Размер кодовой книги каждого слоя составлял M=4, что соответствует двум битам на выбранное кодовое слово. Каждый пользователь передавал 12 бит, а суммарный передаваемый объем двух пользователей – 24 бита.

Номинальная спектральная эффективность составляла 6 бит/ресурсный элемент. Коэффициенты мощности пользователей составляли 0,75 и 0,25 и учитывались при формировании сигнала и вычислении метрик демодуляции.

Оценка BER проводилась в диапазоне E_b / N_0 от 0 до 40 дБ с шагом 2 дБ. Для каждой точки моделирования выполнялось 100 тыс. независимых испытаний, что повышает статистическую достоверность оценок вероятности ошибки. Кроме BER фиксировалось время выполнения алгоритмов. Это позволило сопоставить не только помехоустойчивость, но и вычислительную реализуемость ML и MPA. Все параметры моделирования представлены в таблице.

Параметры численного моделирования

Параметр	Значение
Число испытаний	100000
Нормированная суммарная мощность передачи	1
Диапазон E_b / N_0	0, 2, ..., 40 дБ
Число SCMA-слоёв	6
Количество ресурсов	4
Размер созвездия	4
Число пользователей	2
Итераций MPA	6
Бит/символ	2
Распределение мощности	0,75 и 0,25
Модель канала	рэлеевский канал

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ PD-SCMA

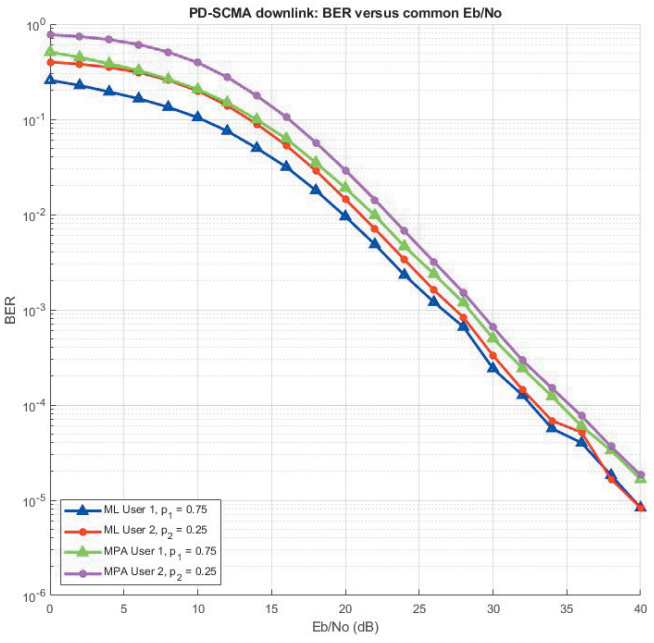
Итоговое сопоставление результатов моделирования при распределении мощности (p_1=0,75; p_2=0,25) показывает, что алгоритм ML обеспечивает лучшее качество демодуляции по сравнению с MPA во всём рассматриваемом диапазоне ОСШ. На рис. 3 представлены зависимости BER от общего ОСШ, используемого при моделировании физической нисходящей линии. Видно, что кривые ML расположены ниже соответствующих кривых MPA для обоих пользователей. Это подтверждает эталонный характер ML-детектора: полный перебор совместных гипотез позволяет точнее учитывать взаимное влияние наложенных SCMA-сигналов и выбирать наиболее правдоподобную комбинацию кодовых слов.

При низких и средних значениях ОСШ различие между ML и MPA выражено наиболее заметно. MPA демонстрирует более высокую вероятность ошибки, что связано с приближённым характером итерационного обмена сообщениями. В отличие от ML, алгоритм MPA использует локальные правдоподобия на фактор-графе и ограниченное число итераций, поэтому при наличии шума, интерференции и неравномерного распределения мощности он не всегда достигает глобально оптимального решения. При увеличении ОСШ кривые обоих алгоритмов имеют ожидаемый убывающий характер, а разрыв между ML и MPA постепенно сокращается.

На рис. 3 также видно влияние неравномерного распределения мощности между пользователями. Первый пользователь получает большую долю мощности, поэтому его BER ниже, чем у второго пользователя, которому соответствует меньшая доля мощности. При этом различие пользовательских кривых наблюдается как для ML, так и для MPA. Это подтверждает, что заданные коэффициенты мощности непосредственно влияют на эффективное энергетическое соотношение и качество демодуляции каждого потока.

Для более корректного сопоставления пользовательских кривых был дополнительно построен нормированный график, показанный на рис. 4. В этом

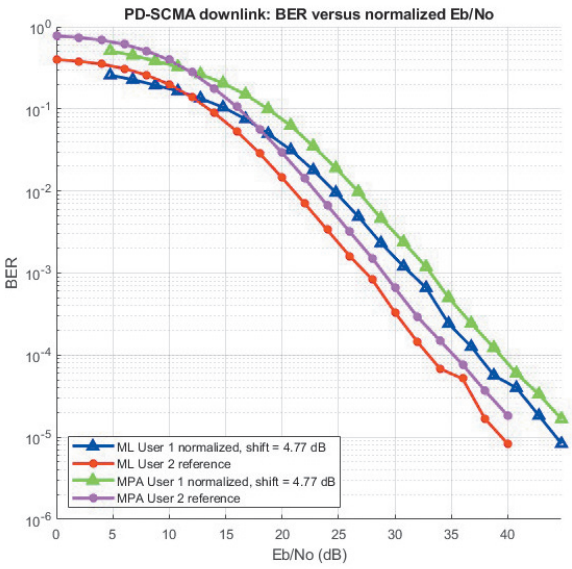
Рисунок 3
Моделирование PD-SCMA при распределении мощности p_1=0,75, p_2=0,25: BER в зависимости от E_b / N_0



случае кривая первого пользователя была сдвинута по оси ОСШ на величину $10\lg\left(\frac{0,75}{0,25}\right) \approx 4,77$ дБ.

Нормированное представление на рис. 4 показывает, что ML по-прежнему обеспечивает меньшее значение BER по сравнению с MPA, что подтверждает его более высокую точность. В то же время MPA сохраняет практическую значимость, поскольку при высоких значениях ОСШ его характеристики при-

Рисунок 4
Моделирование PD-SCMA: BER в зависимости от нормированного эффективного E_b/N_0



ближаются к ML, но теоретическая вычислительная сложность алгоритма ниже за счёт использования итерационного обмена сообщениями вместо полного перебора всех совместных гипотез.

Графическая зависимость BER от ОСШ имеет ожидаемый убывающий характер: при росте энергетического отношения вероятность ошибки снижается для обоих алгоритмов. ML расположен ниже MPA практически во всем диапазоне ОСШ, что соответствует его оптимальному критерию принятия решения. MPA имеет более пологую кривую в области низких ОСШ, поскольку шум и интерференция ухудшают информативность сообщений в фактор-графе.

Полученные результаты подтверждают основной компромисс между качеством и сложностью. ML целесообразно использовать как эталонный демодулятор при исследовании предельных характеристик PD-SCMA. MPA следует рассматривать как основной практический алгоритм, особенно если система предполагает расширение числа пользователей, увеличение размера кодовых книг или работу в условиях ограниченной вычислительной мощности приемника.

При интерпретации результатов необходимо учитывать, что рассматриваемая модель включает только два пользовательских потока. В такой конфигурации алгоритм ML еще может быть реализован в рамках численного моделирования, поскольку пространство гипотез остается сравнительно небольшим. Однако это не отменяет экспоненциального характера роста сложности. При переходе к большему числу пользователей или кодовым книгам более высокой размерности полный перебор быстро становится неэффективным.

MPA, напротив, сохраняет практическую применимость благодаря использованию разреженности. Его вычислительная стоимость определяется локальными пересечениями пользователей на ресурсах. Поэтому качество проектирования кодовых книг и фактор-графа становится критическим фактором. Чем меньше число пользователей, одновременно активных на одном ресурсе, тем ниже сложность обновления сообщений и тем устойчивее алгоритм к накоплению ошибок.

Влияние числа итераций MPA также является существенным. Малое число итераций уменьшает задержку, но может привести к недостаточной сходимости. Слишком большое число итераций повышает время обработки и не всегда дает пропорциональное снижение BER, поскольку после определенного момента сообщения стабилизируются. Поэтому в практической системе требуется выбирать число итераций на основе целевого уровня BER и допустимой задержки.

Еще одним важным фактором является распределение мощности между пользователями. Неравномерное распределение мощности повышает различимость сигналов, но одновременно может ухудшать качество приема пользователя с меньшей мощностью. В условиях рэлеевского канала с замираниями это особенно заметно, поскольку мгновенное состояние канала может усиливать или ослаблять эффект энергетического разделения. Поэтому оптимальный выбор коэффициентов мощности должен учитывать статистику канала и требования к качеству обслуживания каждого пользователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Алгоритм максимального правдоподобия ML обеспечивает наилучшее качество демодуляции, поскольку выполняет полный перебор совместных комбинаций кодовых слов и выбирает решение по критерию максимального правдоподобия. Его результаты целесообразно использовать как эталонную нижнюю границу BER. Однако экспоненциальный рост сложности делает алгоритм ML ограниченно применимым в практических системах с большим числом пользователей.

Алгоритм передачи сообщений MPA использует разреженную структуру SCMA и итерационный обмен сообщениями на фактор-графе. Благодаря этому он имеет меньшую вычислительную сложность по сравнению с полным перебором и лучше масштабируется при увеличении размерности системы. При этом MPA демонстрирует более высокую вероятность битовой ошибки BER, особенно в области низких и средних значений ОСШ, что связано с при-

ближенным характером алгоритма и ограниченным числом итераций.

Таким образом, ML следует рассматривать как теоретически оптимальный и эталонный метод демодуляции, а MPA – как основной практический алгоритм для PD-SCMA. Дальнейшее улучшение характеристик приемника может быть связано с оптимизацией структуры кодовых книг, выбором числа итераций, применением логарифмической формы MPA и адаптацией коэффициентов мощности к условиям канала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулин, М.Г. Мобильная связь на пороге 6G / М.Г. Бакулин, Т.Б.К. Бен Режеб, В.Б. Крейнделин и др.; под ред. В.Б. Крейнделина. – М.: Горячая линия-Телеком, 2024. – 248 с.

2. Бакулин, М.Г. Неортогональный множественный доступ (NOMA) как основа систем связи 5G и 6G / М.Г. Бакулин, Т.Б.К. Бен Режеб, В.Б. Крейнделин и др. – М.: Горячая линия-Телеком, 2024. – 263 с.

3. Ding, Z. A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends / Z. Ding, X. Lei, G.K. Karagiannidis et al. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2017. – Vol. 35, No. 10. – P. 2181-2195. – DOI: 10.1109/JSAC.2017.2725519.

4. Dai, L. Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan et al. // IEEE Communications Magazine. – 2015. – Vol. 53, No. 9. – P. 74-81. – DOI: 10.1109/MCOM.2015.7263349.

5. Islam, S.M.R. Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges / S.M.R. Islam, N. Avazov, O.A. Dobre, K.-S. Kwak // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2017. – Vol. 19, No. 2. – P. 721-742. – DOI: 10.1109/COMST.2016.2621116.

6. Бакулин, М.Г. Классификация основных разновидностей NOMA / М.Г. Бакулин, Т.Б.К. Бен Режеб, В.Б. Крейнделин и др. // Электросвязь. – 2022. – № 7. – С. 7-15. – DOI: 10.34832/ELSV.2022.32.7.001.

7. Nikopour, H. Sparse Code Multiple Access / H. Nikopour, H. Baligh // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). – DOI: 10.1109/PIMRC.2013.6666156.

8. Покаместов, Д.А. Формирование и обработка сигналов множественного доступа с разреженным кодом / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков и др. // Электросвязь. – 2016. – № 10. – С. 56-61.

9. Taherzadeh, M. SCMA Codebook Design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh // 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall). – DOI: 10.1109/VTCFall.2014.6966170.

10. Chaturvedi, S. A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access / S. Chaturvedi, Z. Liu, V.A. Bohara et al. // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 58503-58524. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3178127.

11. Timoschuk, J. Performance Analysis of Combined PD-SCMA System / J. Timoschuk, T. Ben Rejeb // 2026 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461200.

12. Zhang, G. A Threshold-Based Max-log-MPA Low Complexity Multiuser Detection Algorithm / G. Zhang, Z. Gu, Q. Zhao et al. // Sensors. – 2020. – Vol. 20, No. 4. – article 1016. – DOI: 10.3390/s20041016.

13. Alizadeh, R. Performance Analysis of a Reduced Complexity SCMA Decoder Exploiting a Low-Complexity Maximum-Likelihood Approximation / R. Alizadeh, Y. Savaria // 2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). – DOI: 10.1109/ICECS.2016.7841180.

14. Li, S. A Low-Complexity Detector for Uplink SCMA by Exploiting Dynamical Superior User Removal Algorithm / S. Li, Y. Feng, Y. Sun, Z. Xia // Electronics. – 2022. – Vol. 11, No. 7. – article 1020. – DOI: 10.3390/electronics11071020.

15. Jia, M. A Low Complexity Detection Algorithm for Fixed Up-Link SCMA System in Mission Critical Scenario / M. Jia, L. Wang, Q. Guo et al. // IEEE Internet of Things Journal. – 2018. – Vol. 5, No. 5. – P. 3289-3297. – DOI: 10.1109/JIOT.2017.2696028.

16. Luo, Q. A Design of Low-Projection SCMA Codebooks for Ultra-Low Decoding Complexity in Downlink IoT Networks / Q. Luo, Z. Liu, G. Chen et al. // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2023. – Vol. 22, No. 10. – P. 6608-6623. – DOI: 10.1109/TWC.2023.3244868.

17. Waghmare, P.P. An Optimized Code Book Design and Assignment Based on 32-QAM Constellation in Downlink SCMA Systems / P.P. Waghmare // Digital Signal Processing. – 2021. – Vol. 109. – article 102919. – DOI: 10.1016/j.dsp.2020.102919.

18. Yedidia, J.S. Message-Passing Algorithms for Inference and Optimization / J.S. Yedidia // Journal of Statistical Physics. – 2011. – Vol. 145, No. 4. – P. 860-890. – DOI: 10.1007/s10955-011-0384-7.

19. Lei, T. SCMA Codebooks Design for Rayleigh Fading Channel / T. Lei, S. Ni, N. Cheng, X. Song // Journal on Communications. – 2022. – Vol. 43, No. 4. – P. 107-113. – DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022064.

20. Liang, W. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for 5G Systems / W. Liang, Z. Ding, H.V. Poor // Key Technologies for 5G Wireless Systems. – Cambridge: Cambridge University Press, 2017. – P. 109-132. – DOI: 10.1017/9781316771655.007.

Получено 25.08.2026; принято к печати 31.08.2026

Demodulation algorithms for combined non-orthogonal multiple access PD-SCMA systems

T.B.K. Ben Rejeb, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), associate professor, Ph.D.; t.benrejeb@mtuci.ru

J.S. Timoschuk, MTUCI, postgraduate; iul.tim2012@yandex.ru

Abstract. The growing demand for higher spectral efficiency in communication systems makes the study of PD-SCMA signal reception methods increasingly relevant. The key challenge is to select a demodulation algorithm that combines high noise immunity with acceptable computational complexity. This study presents a simulation-based comparison of the maximum likelihood and message passing algorithms in a two-user system with unequal power allocation. The results show that the maximum likelihood algorithm provides a lower bit error rate, whereas the message passing algorithm requires fewer computational resources. The obtained results identify the conditions for selecting a demodulation algorithm for practical implementation in a PD-SCMA receiver.

Keywords: SCMA, PD-NOMA, PD-SCMA, ML, MPA, BER, Rayleigh fading, AWGN, non-orthogonal multiple access.

For citation: Ben Rejeb, T.B.K. Demodulation algorithms for combined non-orthogonal multiple access PD-SCMA systems / T.B.K. Ben Rejeb, J.S. Timoschuk // Electrosvyaz. — 2026. — No. 10. — P. 37-45. (in russian)

REFERENCES

1. Bakulin, M.G. Mobile Communications on the Threshold of 6G / M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin et al.; edited by V.B. Kreyndelin. – Moscow: Hot line-Telecom, 2024. – 248 p. (in russian).

2. Bakulin, M.G. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) as the Basis of 5G and 6G Communication Systems / M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin et al. – Moscow: Hot line-Telecom, 2024. – 263 p. (in russian)

3. Ding, Z. A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends / Z. Ding, X. Lei, G.K. Karagiannidis et al. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2017. – Vol. 35, No. 10. – P. 2181-2195. – DOI: 10.1109/JSAC.2017.2725519.

4. Dai, L. Non-Orthogonal Multiple Access for 5G: Solutions, Challenges, Opportunities, and Future Research Trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan et al. // IEEE Communications Magazine. – 2015. – Vol. 53, No. 9. – P. 74-81. – DOI: 10.1109/MCOM.2015.7263349.

5. Islam, S.M.R. Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges / S.M.R. Islam, N. Avazov, O.A. Dobre, K.-S. Kwak // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2017. – Vol. 19, No. 2. – P. 721-742. – DOI: 10.1109/COMST.2016.2621116.

6. Bakulin, M.G. Main NOMA schemes classification / M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin et al. // Electrosvyaz. – 2022. – No. 7. – P. 7-15. – DOI: 10.34832/ELSV.2022.32.7.001. (in russian)

7. Nikopour, H. Sparse Code Multiple Access / H. Nikopour, H. Baligh // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). – DOI: 10.1109/PIMRC.2013.6666156.

8. Pokamestov, D.A. Signal Formation and Processing for Sparse Code Multiple Access / D.A. Pokamestov, A.Ya. Demidov, Ya.V. Kryukov et al. // Electrosvyaz. – 2016. – No. 10. – P. 56-61. (in russian)

9. Taherzadeh, M. SCMA Codebook Design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh // 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall). – DOI: 10.1109/VTCFall.2014.6966170.

10. Chaturvedi, S. A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access / S. Chaturvedi, Z. Liu, V.A. Bohara et al. // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 58503-58524. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3178127.

11. Timoschuk, J. Performance Analysis of Combined PD-SCMA System / J. Timoschuk, T. Ben Rejeb // 2026 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – DOI: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461200.

12. Zhang, G. A Threshold-Based Max-log-MPA Low Complexity Multiuser Detection Algorithm / G. Zhang, Z. Gu, Q. Zhao et al. // Sensors. – 2020. – Vol. 20, No. 4. – article 1016. – DOI: 10.3390/s20041016.

13. Alizadeh, R. Performance Analysis of a Reduced Complexity SCMA Decoder Exploiting a Low-Complexity Maximum-Likelihood Approximation / R. Alizadeh, Y. Savaria // 2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). – DOI: 10.1109/ICECS.2016.7841180.

14. Li, S. A Low-Complexity Detector for Uplink SCMA by Exploiting Dynamical Superior User Removal Algorithm / S. Li, Y. Feng, Y. Sun, Z. Xia // Electronics. – 2022. – Vol. 11, No. 7. – article 1020. – DOI: 10.3390/electronics11071020.

15. Jia, M. A Low Complexity Detection Algorithm for Fixed Up-Link SCMA System in Mission Critical Scenario / M. Jia, L. Wang, Q. Guo et al. // IEEE Internet of Things Journal. – 2018. – Vol. 5, No. 5. – P. 3289-3297. – DOI: 10.1109/JIOT.2017.2696028.

16. Luo, Q. A Design of Low-Projection SCMA Codebooks for Ultra-Low Decoding Complexity in Downlink IoT Networks / Q. Luo, Z. Liu, G. Chen et al. // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2023. – Vol. 22, No. 10. – P. 6608-6623. – DOI: 10.1109/TWC.2023.3244868.

17. Waghmare, P.P. An Optimized Code Book Design and Assignment Based on 32-QAM Constellation in Downlink SCMA Systems / P.P. Waghmare // Digital Signal Processing. – 2021. – Vol. 109. – article 102919. – DOI: 10.1016/j.dsp.2020.102919.

18. Yedidia, J.S. Message-Passing Algorithms for Inference and Optimization / J.S. Yedidia // Journal of Statistical Physics. – 2011. – Vol. 145, No. 4. – P. 860-890. – DOI: 10.1007/s10955-011-0384-7.

19. Lei, T. SCMA Codebooks Design for Rayleigh Fading Channel / T. Lei, S. Ni, N. Cheng, X. Song // Journal on Communications. – 2022. – Vol. 43, No. 4. – P. 107-113. – DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022064.

20. Liang, W. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for 5G Systems / W. Liang, Z. Ding, H.V. Poor // Key Technologies for 5G Wireless Systems. – Cambridge: Cambridge University Press, 2017. – P. 109-132. – DOI: 10.1017/9781316771655.007.

ЭКОНОМИКА ДАННЫХ: СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Параметрическая модель потребителя телекоммуникационных сервисов как инструмент оценки цифрового неравенства

С.И. Лопато, ФГАУ НИЦ Телеком, заместитель директора Центра разработки и развития телекоммуникационных сервисов; lopatosi@nic-t.ru

УДК 654.01 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.006

Аннотация. *Статья посвящена проблематике оценки цифрового неравенства и результативности инфраструктурных проектов в сфере телекоммуникаций в интересах конечного потребителя. Для оценки предложена параметрическая модель потребителя, основанная на эталонном профиле из семи функциональных блоков современных услуг. В качестве практического примера исследован сервис «Голосовая связь высокой четкости» (HD Voice/VoLTE/VoWiFi). Выполнен перевод субъективного абонентского опыта в систему технических метрик, разделенных на параметры качества обслуживания (QoS) на IP-уровне, акустические характеристики кодеков, радиофизические показатели покрытия и метрики бесшовного перехода (handover). Рассмотрен математический аппарат динамической косвенной оценки цифрового неравенства, использующий взвешенную сумму параметров с применением весовых коэффициентов, отражающих критическую значимость метрики, и понижающих коэффициентов, отражающих степень математического отклонения от стандарта и деградацию услуги. Предложенный подход позволяет рассчитывать количественный цифровой индекс абонента и получать математически определенную параметрическую оценку цифрового неравенства при сопоставлении данных в различных географических локациях.*

Ключевые слова: *цифровое неравенство, телекоммуникационная инфраструктура, параметрическая модель потребителя, качество обслуживания (QoS), голосовая связь высокой четкости (HD Voice), измеряемые характеристики сети, весовые коэффициенты, деградация телекоммуникационного сервиса.*

Для цитирования: *Лопато, С.И. Параметрическая модель потребителя телекоммуникационных сервисов как инструмент оценки цифрового неравенства / С.И. Лопато // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 46-57.*

ВВЕДЕНИЕ

Телекоммуникационная инфраструктура создана и функционирует в интересах обеспечения субъектов потребителей. Однако в разных территориальных районах, населенных пунктах и точках геопространства потребителям предоставляются разные наборы услуг с различными уровнями качества. Существует множество площадных зон, в пределах которых возможности доступа к услугам телекоммуникационной инфраструктуры отсутствуют или ограничены. Эти обстоятельства определяют наличие цифрового неравенства, обусловленного фактом территориального местоположения и различными уровнями обеспеченности потребителей телекоммуникационными услугами.

Серьезной проблемой при реализации инфраструктурных проектов по развитию сетей связи является отсутствие инструмента объективной оценки их успешности, обладающего изначальной ориентацией на конечного потребителя [1]. Традиционная оценка результатов часто осуществляется техническими специалистами на основе произвольно выбранных параметров каналов связи, не дающих полной и объективной картины качества каждого из сервисов, доставляемых потребителю, и не позволяющей получить интегральную оценку качества телекоммуникационных сервисов. Действующие нормативные правовые акты РФ в области телекоммуникаций также не содержат наборов характеристик и их значений, позволяющих сформировать указанные интегральные оценки [2]. Между тем только сопоставление таких интегральных оценок применительно к потребителям, расположенным в разных территориальных районах и конкретных местоположениях внутри этих районов, позволило бы получить объективные оценки цифрового неравенства сопоставляемых населенных пунктов и территориальных районов.

Для объективной оценки результативности инфраструктурных проектов в области телекоммуникаций необходимо, чтобы и оценки качества отдельных сервисов, и интегральная оценка качества телекоммуникационного обслуживания потребителя были корректно рассчитаны на основе набора

объективных и численно выражаемых измеряемых характеристик [3]. Для этого должна быть разработана параметрическая модель потребителя телекоммуникационных сервисов, которая должна включать:

- полный перечень доставляемых потребителю современных телекоммуникационных сервисов;
- наборы параметров операторской сети, необходимых для качественного предоставления потребителю конкретного сервиса (такой набор должен быть сформирован для каждого сервиса);
- порядок расчета оценки качества каждого сервиса и порядок расчета интегральной оценки качества телекоммуникационных сервисов, доставляемых потребителю.

Рассмотрим состав и характеристик параметрической модели потребителя как инструмента для точной оценки цифрового неравенства. Для этого:

- сформирован эталонный профиль потребителя, описывающий максимально возможный набор из семи функциональных блоков сервисов (от базовых коммуникаций до иммерсивных технологий и дистанционного управления FPV-дронами), доступный при подключении к развитой инфраструктуре. Разрыв между этим эталоном и фактическим потреблением выступает маркером цифрового неравенства в отношении единичного субъекта потребителя;
- детально проанализирован функциональный профиль на примере сервиса «голосовая связь высокой четкости» (HD Voice/VoLTE/VoWiFi), для которого определены ключевые группы измеряемых параметров (качество обслуживания (QoS) на IP-уровне, акустические параметры кодеков, радиофизические характеристики покрытия и условия бесшовного перехода (handover));
- предложена математическая модель оценки, в которой значимость каждого параметра определяется весовым коэффициентом (из расчета общей суммы в 100 баллов). Для перехода от статической фиксации факта наличия услуги к динамической оценке ее деградации в модель внедрен математический аппарат понижающих коэффициентов качества, принимающих значения от 0 до 1. Интеграция весовых и понижающих коэффициентов в единую взвешенную сумму позволяет рассчитать точный цифровой индекс абонента. Сопоставление этих индексов для потребителей в различных точках геопространства дает возможность получить объективно измеренное и математически доказанное значение цифрового неравенства.

ЭТАЛОННЫЙ ПРОФИЛЬ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Чтобы разработать параметрическую модель потребителя, необходимо сформировать эталонный профиль телекоммуникационной инфраструктуры. Этот профиль представляет собой максимально возможный набор сервисов, который доступен абоненту при условии, что он подключен к передовой телекоммуникационной инфраструктуре (например, оптоволокно до квартиры (FTTH/GPON), сплошное покрытие сетями 5G/6G, доступ к распределенным периферийным вычислениям (Edge Computing)).

В контексте цифрового неравенства именно этот эталонный профиль будет служить точкой отсчета (100%-ная обеспеченность). Разрыв между этим эталоном и реальным потреблением в конкретном регионе и будет определять степень неравенства.

Ниже представлен детализированный перечень современных телекоммуникационных сервисов, структурированный по семи функциональным блокам.

1. Базовые и расширенные коммуникационные сервисы – основа связи, эволюционировавшая от простой телефонии до многоканальных HD-коммуникаций:

- голосовая связь высокой четкости (HD Voice/VoLTE/VoWiFi) – передача голоса без сжатия и искажений, бесшовный переход между сотовой сетью и Wi-Fi;
- мгновенный обмен сообщениями и файлами (Rich Communication Services, RCS) – передача тяжелых медиафайлов, статусов присутствия и геолокации в реальном времени;
- видеоконференцсвязь высокой четкости (HD/4K) – групповые видеозвонки с минимальной задержкой (низкий ping), обеспечивающие эффект присутствия.

2. Доступ к информации и веб-сервисы – сервисы, требующие стабильного широкополосного доступа (ШПД) для быстрой загрузки больших массивов данных:

- высокоскоростной веб-серфинг – быстрая загрузка тяжелых веб-страниц с богатым мультимедийным контентом;
- доступ к большим данным и базам знаний – использование тяжелых нейросетевых моделей и генеративного искусственного интеллекта в реальном времени (генерация изображений, видео, сложная аналитика);
- навигация и картография с дополненной реальностью (augmented reality, AR) – загрузка детализированных 3D-карт и навигация с наложением маршрута на реальный мир через камеру смартфона или AR-очки.

3. Медиа, развлечения и потребление контента – самый требовательный к пропускной способности (bandwidth) блок сервисов:

- стриминг видео сверхвысокой четкости (4K/8K/360°) – просмотр фильмов и трансляций (включая IPTV и OTT-сервисы) без буферизации;
- стриминг аудио высокого разрешения (Hi-Res Audio/Lossless) – прослушивание музыки в студийном качестве;
- облачный гейминг (Cloud Gaming) – запуск требовательных видеоигр на удаленных серверах, который критически зависит от ультранизкой задержки (< 10–20 мс) и высокой скорости;
- интерактивные трансляции и социальные сети – параллельный просмотр и стриминг собственного контента в высоком качестве (включая live-коммерцию).

4. Социально-значимые сервисы (E-Government, EdTech, E-Health) – сервисы, обеспечивающие качество жизни и требующие высокой надежности и безопасности канала:

- телемедицина и удаленный мониторинг здоровья – видеоконсультации с врачами в HD-формате, непрерывная передача данных с носимых медицинских датчиков (пульс, ЭКГ, уровень сахара) в облако клиники в режиме реального времени;
- дистанционное образование нового поколения – участие в виртуальных классах, использование интерактивных 3D-моделей, симуляторов и VR-лабораторий;
- государственные и муниципальные услуги (E-Gov) – быстрый доступ к порталам госуслуг, электронное голосование, защищенный электронный документооборот, биометрическая аутентификация;
- финансовые технологии и финтех-сервисы – мгновенные транзакции, онлайн-банкинг, смарт-контракты, требующие защищенных криптографических соединений.

5. Удаленная работа и профессиональная деятельность – сервисы, превращающие дом в полноценный цифровой офис:

- удаленный доступ к корпоративным ресурсам (VPN/VDI) – работа с виртуальными рабочими столами, базами данных и корпоративными ERP-системами без потери производительности;
- совместная работа в реальном времени – одновременное редактирование тяжелых проектов (CAD-модели, видеомонтаж, программный код) в облачных средах.

6. Умный дом и потребительский интернет вещей – сервисы, требующие подключения множества устройств (Machine-to-Machine) с различными требованиями к сети:

- интеллектуальное видеонаблюдение – непрерывная передача видеопотока с камер безопасности в облако с аналитикой в реальном времени (распознавание лиц, детекция движения);
- телеметрия и ЖКХ – автоматическая передача данных с умных счетчиков (вода, электричество, газ);
- управление климатом и бытовой техникой – дистанционное управление умным домом, сценарии автоматизации.

7. Иммерсивные и перспективные сервисы (Web 3.0 / Метавселенные) – инновационные сервисы, которые станут стандартом в ближайшие 5–10 лет:

- виртуальная и смешанная реальность – социальное взаимодействие, работа и развлечения в метавселенных, требующие синхронизации движений с минимальной задержкой;
- голографическая связь – общение с использованием объемных проекций (находится в стадии активного тестирования на сетях 5G Advanced/6G);
- дистанционное управление физическими объектами – управление личными дронами или роботизированными системами от первого лица (FPV) через мобильную сеть.

Исследование состава и характеристик параметрической модели потребителя телекоммуникационных сервисов как инструмента оценки цифрового неравенства рассмотрим на примере сервиса «Голосовая связь высокой четкости».

ПАРАМЕТРЫ СЕТИ КАЧЕСТВЕННОГО СЕРВИСА HD Voice/VoLTE/VoWiFi

1. *Параметры качества обслуживания (QoS) на IP-уровне*. В сетях LTE/5G для голосового трафика используется строгая приоритизация. Каждому потоку данных присваивается идентификатор класса качества (QoS Class Identifier, QCI). Для VoLTE/VoWiFi требуются два выделенных канала:

- QCI 1 (Guaranteed Bit Rate, GBR) для передачи самого голосового потока (RTP-пакеты);
- QCI 5 (Non-GBR) для передачи сигнального трафика SIP (установление и разрыв соединения).

Ключевые пороговые значения для QCI 1:

- сквозная задержка (End-to-End Latency/One-way delay) < 150 мс (согласно стандарту ITU-T G.114), для безупречного качества (эффект присутствия) целевой показатель должен составлять < 100 мс;
- джиттер (jitter/вариация задержки пакетов) < 20–30 мс. Превышение этого порога приводит к опустошению или переполнению джиттер-буфера на устройстве абонента, что вызывает эффект «кваканья» или проглатывания окончаний слов;
- коэффициент потери пакетов (Packet Loss Rate, PLR) < 1% (10^{-2}). В современных кодеках по-

теря до 1% пакетов маскируется алгоритмами интерполяции (packet loss concealment, PLC) без заметных для абонента искажений, потеря более 3–5% пакетов ведет к разрушению голосовой картины;
- гарантированная пропускная способность (GBR) – в среднем от 50 до 150 кбит/с (симметрично в восходящем и нисходящем каналах). Сама полезная нагрузка кодека меньше, но здесь учитываются заголовки протоколов IPv6/UDP/RTP и механизмы надежного сжатия заголовков (RoHC).

2. *Параметры голосовых кодеков (акустические параметры)*. Для обеспечения стандарта HD Voice и Super Wideband (Full-HD Voice) сеть оператора и устройство абонента должны поддерживать согласование следующих параметров кодирования:
- кодек AMR-WB (Adaptive Multi-Rate Wideband):
  частота дискретизации – 16 кГц (охватывает диапазон 50–7000 Гц, что в два раза шире классической телефонии);
  битрейт – адаптивный, от 6,6 до 23,85 кбит/с. Для качества без искажений сеть должна гарантировать удержание битрейта на уровне не ниже 12,65 кбит/с;
- кодек EVS (Enhanced Voice Services/VoLTE HD+):
  частота дискретизации – до 32 кГц (Super-Wideband) или 48 кГц (Fullband – качество Audio CD);
  битрейт – от 5,9 до 128 кбит/с. Для эталонного качества без искажений требуется полоса от 24,4 кбит/с и выше.

3. *Радиофизические параметры покрытия (LTE/Wi-Fi)*. Качество IP-трафика напрямую зависит от физического состояния радиоканала. Для удержания соединения VoLTE без «выпадений» (drops) радиосеть должна обеспечивать следующие параметры на границе соты:

– для сотовой сети (LTE / eNodeB):
- RSRP (Reference Signal Received Power) – мощность принятого сигнала: минимальный порог для стабильного VoLTE составляет –105 дБм (при значениях ниже –110 дБм абонент перестанет слышать собеседника);
- RSRQ (Reference Signal Received Quality) – качество сигнала с учетом загрузки соты должно быть > –15 дБ;
- SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) – отношение сигнал/шум: для использования высокоуровневых модуляций и кодека EVS требуется SINR> 5 дБ (оптимально > 10 дБ);

– для сети Wi-Fi (в контексте VoWiFi):
- RSSI (Received Signal Strength Indicator) – уровень сигнала от роутера должен быть > –75 дБм;
- изоляция каналов – отсутствие или минимальное перекрытие по частотам (co-channel interference) с соседними точками доступа (особенно критично в диапазоне 2,4 ГГц).

4. *Параметры бесшовного перехода (Handover VoLTE↔VoWiFi)*. Архитектура IMS (IP Multimedia Subsystem) позволяет абоненту перемещаться между сотовой сетью и домашней сетью Wi-Fi без прерывания разговора. Это достигается за счет использования узла ePDG (Evolved Packet Data Gateway), который строит защищенный IPsec-туннель от смартфона абонента до ядра оператора поверх сети Wi-Fi.

Для бесшовности (seamless handover) требуются следующие метрики:
- время прерывания потока данных (Interruption Time) – время, в течение которого RTP-пакеты не передаются при смене сети, должно составлять не более 300 мс (человеческое ухо фиксирует паузу от 250–300 мс), оптимальное значение – 50–100 мс (технологии make-before-break);
- время установления IPsec-туннеля (IKEv2 Setup Time) – смартфон должен успеть поднять защищенный туннель через Wi-Fi до ePDG *до того*, как сигнал LTE упадет ниже критического уровня (RSRP < –110 дБм). Это требует времени отклика шлюза ePDG < 500 мс;
- пороги срабатывания хэндовера (handover hysteresis) – сеть (и алгоритмы смартфона) должны быть настроены так, чтобы не вызывать эффект пинг-понга (постоянные переключения туда-сюда), если уровни сигналов LTE и Wi-Fi примерно равны и нестабильны. Обычно устанавливается порог гистерезиса в 3–5 дБ.

ВВЕДЕНИЕ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Введение системы весовых коэффициентов представляет собой необходимый методологический шаг. Для оценки цифрового неравенства лучше всего подходит логика иерархии деградации сервиса.

Веса распределяются в зависимости от того, как сильно отклонение параметра влияет на пользовательский опыт: от полного отсутствия услуги (наивысший вес) до незначительного дискомфорта или снижения качества (наименьший вес).

В табл. 1 представлено распределение весовых коэффициентов (общая сумма=100) для параметров операторской сети, обеспечивающих сервис VoLTE/VoWiFi (HD Voice).

В основе распределения весов лежит логика критичности параметра для пользовательского опыта (QoE): наивысшие баллы получают параметры, отклонение которых ведет к полному отказу сервиса, а средние и низкие – параметры, вызывающие деградацию качества (от потери эффекта присутствия до

Таблица 1
Распределение весовых коэффициентов

Блок параметров	Конкретный параметр сети	Весовой коэффициент	Стандарт / Рекомендация МСЭ
1. QoS на IP-уровне	коэффициент потери пакетов (PLR) <1%	10	[4, 5]
	сквозная задержка <150 мс / <100 мс	7	[6]
	джиттер <20–30 мс	7	[4]
	гарантированная пропускная способность (GBR) 50–150 кбит/с	4	[5]
	наличие выделенного канала QCI 5 (Non-GBR) для SIP	2	[5]
2. Голосовые кодеки	поддержка кодека EVS (до 32/48 кГц)	9	[7]
	удержание битрейта EVS не ниже 24,4 кбит/с	5	[7]
	поддержка кодека AMR-WB (16 кГц)	4	[8, 9]
	удержание битрейта AMR-WB не ниже 12,65 кбит/с	2	[8, 9]
3. Радиофизика	LTE RSRP > –105 дБм	10	[10]
	LTE SINR>5 дБ (оптимально >10 дБ)	7	[10]
	LTE RSRQ>–15 дБ	5	[10]
	Wi-Fi RSSI> –75 дБм	5	[11]
	Wi-Fi изоляция каналов	3	[11]
4. Бесшовный переход	время прерывания (Interruption Time) <300 мс	9	[12, 13]
	время установления IPsec-туннеля <500 мс	6	[13, 14]
	пороги срабатывания хэндовера (гистерезис 3–5 дБ)	5	[12, 15]
Итого		**100**	

акустических артефактов). Рассмотрим обоснования для всех 17 параметров.

Блок 1. Параметры качества обслуживания (QoS) на IP-уровне (Суммарный вес: 300).

Этот блок определяет транспортную способность сети передавать голосовой трафик реального времени.

- Коэффициент потери пакетов (Packet Loss Rate, PLR) <1% – Вес: 10. *Обоснование:* Голосовой трафик передается по протоколу UDP, который не поддерживает повторную отправку потерянных пакетов. В современных кодеках потеря до 1% пакетов успешно маскируется алгоритмами интерполяции (PLC) без заметных для абонента искажений. Однако потеря более 3–5% пакетов ведет к полному разрушению голосовой картины. Это критический барьер: если сеть теряет пакеты, все остальные параметры (даже идеальные) теряют смысл, так как потребитель не сможет разобрать речь собеседника;
- Сквозная задержка (End-to-End Latency)<150 мс / <100 мс – Вес: 7. *Обоснование:* Согласно стандарту ITU-T G.114, задержка должна быть <150 мс, а для достижения эффекта присутствия – <100 мс. Высокая задержка не искажает сам звук, но разрушает интерактивность: абоненты начинают перебивать друг друга. Вес высокий (7), так как задержка прямо переводит сервис из категории «HD-связь реального времени» в категорию «рация», формируя цифровое неравенство;
- Джиттер (Jitter/Вариация задержки) <20–30 мс – Вес: 7. *Обоснование:* Превышение порога в 20–30 мс приводит к опустошению или переполнению джиттер-буфера на устройстве абонента, что вызывает акустические артефакты – эффект «кваканья» или проглатывания окончаний слов. Это прямое нарушение требования предоставления сервиса «без искажений», поэтому параметр получает высокий вес, такой же, как сквозная задержка;
- Гарантированная пропускная способность (GBR) 50–150 кбит/с – Вес: 4. *Обоснование:* Для передачи голосового потока (RTP-пакеты) тре-

буется выделенный канал QCI 1 (GBR). Указанная полоса необходима для передачи полезной нагрузки кодека, заголовков протоколов IPv6/UDP/RTP и работы механизмов сжатия заголовков (RoHC). Вес средний, так как для современных сетей выделение 150 кбит/с не является технически сложной задачей по сравнению с удержанием джиттера и пинга;

- Наличие выделенного канала QCI 5 (Non-GBR) – Вес: 2. *Обоснование:* Данный канал используется исключительно для передачи сигнального трафика SIP (установление и разрыв соединения). Он не влияет на само качество передаваемого голоса во время разговора, поэтому его вклад в оценку качества текущего соединения минимален.

Блок 2. Параметры голосовых кодеков (Суммарный вес: 20).

Блок отвечает за акустические характеристики, отделяя базовую телефонию от целевой «Голосовой связи высокой четкости» (HD Voice / VoLTE HD+).

- Поддержка кодека EVS (до 32/48 кГц) – Вес: 9. *Обоснование:* EVS – это ядро сервиса Enhanced Voice Services / VoLTE HD+, обеспечивающее качество уровня Audio CD (Fullband). Именно наличие этого кодека в сети формирует технологическое превосходство и устраняет цифровое неравенство в качестве звука. Отсутствие поддержки EVS сразу отбрасывает абонента в прошлое поколение связи;
- Удержание битрейта EVS не ниже 24,4 кбит/с – Вес: 5. *Обоснование:* Сам по себе кодек EVS является адаптивным (от 5,9 до 128 кбит/с). Если сеть перегружена, она принудительно снизит битрейт. Для эталонного качества без искажений требуется гарантированная полоса от 24,4 кбит/с и выше;
- Поддержка кодека AMR-WB (16 кГц) – Вес: 4. *Обоснование:* Это базовый кодек для стандарта HD Voice (Adaptive Multi-Rate Wideband), охватывающий диапазон 50–7000 Гц. Он критически важен как точка возврата (fallback): если сеть или терминал второго абонента не поддерживает EVS, соединение должно состояться с использованием кодека AMR-WB;
- Удержание битрейта AMR-WB не ниже 12,65 кбит/с – Вес: 2. *Обоснование:* Аналогично EVS для сохранения качества без искажений сеть должна гарантировать удержание битрейта AMR-WB на уровне не ниже 12,65 кбит/с (при адаптивном диапазоне от 6,6 до 23,85 кбит/с).

Блок 3. Радиофизические параметры покрытия (Суммарный вес: 30).

Фундаментальный уровень. Оценивает физическую среду передачи радиосигнала, от которой математически зависят все параметры QoS (задержки, потери).

- LTE RSRP (мощность сигнала) >–105 дБм – Вес: 10. *Обоснование:* Это базовый параметр «выживаемости» услуги. При значениях ниже –110 дБм абонент перестанет слышать собеседника. Высший балл обусловлен тем, что отсутствие достаточной мощности сигнала (RSRP) обнуляет все усилия ядра сети – услуга физически не может быть предоставлена;
- LTE SINR (отношение сигнал/шум) > 5 дБ – Вес: 7. *Обоснование:* Мощный сигнал не гарантирует качества, если в эфире много помех. Для использования высокоуровневых модуляций и кодека EVS требуется SINR>5 дБ, а оптимальное значение SINR>10 дБ. Без высокого SINR сеть не сможет выделить радиоресурсы для передачи HD-голоса без пакетов с ошибками;
- LTE RSRQ (качество сигнала) >–15 дБ – Вес: 5. *Обоснование:* Отражает качество сигнала с учетом текущей загрузки соты оператора. Важный индикатор перегруженности инфраструктуры в конкретном территориальном районе, прямо влияющий на цифровое неравенство (в часы пик сервис может деградировать);
- Wi-Fi RSSI (уровень сигнала роутера) >–75 дБм – Вес: 5. *Обоснование:* Базовый физический параметр для обеспечения работы ветки VoWiFi. Без достаточного уровня сигнала от домашней точки доступа бесшовный переход и удержание звонка в помещении невозможны;
- Wi-Fi изоляция каналов – Вес: 3. *Обоснование:* Отсутствие или минимальное перекрытие по частотам (co-channel interference) с соседними точками доступа критично для стабильности RTP-потока, особенно в перегруженном диапазоне 2,4 ГГц.

Блок 4. Параметры бесшовного перехода (Handover) (Суммарный вес: 20).

Блок оценивает архитектуру IMS и ее способность обеспечить непрерывность услуги при смене среды доступа (сотовая сеть↔фиксированный ШПД).

- Время прерывания потока данных (Interruption Time) <300 мс – Вес: 9. *Обоснование:* Это главный индикатор выполнения требования бесшовного перехода. Человеческое ухо фиксирует паузу от 250–300 мс. Если при смене сети RTP-пакеты не передаются дольше этого времени, бесшовность нарушается, абонент ощущает дискомфорт или сброс вызова;
- Время установления IPsec-туннеля (IKEv2 Setup Time) <500 мс – Вес: 6. *Обоснование:* Технологическое условие успешного хэндовера. Смартфон должен успеть поднять защищенный туннель через Wi-Fi до узла ePDG до того, как сигнал LTE упадет ниже критического

уровня (RSRP<–110 дБм). Это требует времени отклика шлюза оператора <500 мс;
- Пороги срабатывания хэндовера (handover hysteresis) 3–5 дБ – Вес: 5. *Обоснование:* Сеть и алгоритмы смартфона должны использовать гистерезис, чтобы не вызывать эффект пинг-понга (постоянные переключения туда-сюда) в зонах, где уровни сигналов LTE и Wi-Fi нестабильны и примерно равны. Неправильная настройка этого параметра приведет к постоянным прерываниям звука, разрушая пользовательский опыт.

ПОРЯДОК ОЦЕНКИ ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ

Все вышеприведенные 17 параметров являются технически измеряемыми. Более того, именно их измеримость делает параметрическую модель состоятельной, исключая субъективные оценки (такие как «хорошо слышно» или «голос прерывается»).

С точки зрения метрологии и сбора данных, эти параметры делятся на три разные группы по способу их измерения:

Группа 1. Динамические (статистические) метрики.

Параметры, которые постоянно меняются в процессе разговора:
- коэффициент потери пакетов (PLR);
- сквозная задержка (latency);
- джиттер (jitter);
- удержание битрейта кодека EVS;
- удержание битрейта кодека AMR-WB;
- время прерывания потока данных при хэндовере;
- время установления IPsec-туннеля (отклик шлюза ePDG).

Все эти параметры измеряются с помощью систем мониторинга оператора связи (OSS), аппаратных зондов на транспортной сети или путем анализа отчетов реального времени самого протокола передачи медиа (RTP Control Protocol, RTCP).

Группа 2. Радиофизические параметры.

Метрики радиоэфира в конкретной географической точке, где находится абонент:
- мощность сигнала сотовой сети (LTE RSRP);
- отношение сигнал/шум (LTE SINR);
- качество сигнала с учетом загрузки соты (LTE RSRQ);
- уровень сигнала от роутера (Wi-Fi RSSI);
- изоляция каналов Wi-Fi (отсутствие интерференции).

Все эти параметры измеряются с помощью измерительных комплексов (Drive Test), программных сканеров радиосети на инженерных смартфонах (например, TEMS Investigation) или анализаторов спектра Wi-Fi.

Группа 3. Конфигурационные и бинарные параметры.

Это логические или системные настройки сети оператора, которые варьируются либо бинарно (1 – включено/поддерживается, 0 – отключено/не поддерживается), либо проверкой заданных лимитов:
- наличие выделенного канала QCI 5 (Non-GBR) для сигнализации;
- выделенная гарантированная пропускная способность (GBR);
- поддержка кодека EVS на сети;
- поддержка кодека AMR-WB на сети;
- пороги срабатывания хэндовера (гистерезис) – считываются из системных информационных блоков (SIB), которые базовая станция транслирует в эфир.

Эти параметры измеряются путем аудита конфигурации оборудования оператора (Core/RAN), анализа профиля абонента в биллинге (HSS/HLR) или через разбор сигнального трафика при установке звонка (анализ пакетов SIP/SDP).

Методический вывод: Поскольку каждый из 17 параметров можно измерить (получить конкретное число или статус «да/нет»), то можно построить математическую функцию – взвешенную сумму. Подставив в эту функцию измеренные данные из условного «Региона А» и «Региона Б» или «Населенного пункта А» и «Населенного пункта Б», можно получить точный цифровой индекс для каждого абонента. Разница между этими индексами и будет являться математически доказанным значением цифрового неравенства по сервису голосовой связи.

ВВЕДЕНИЕ ПОНИЖАЮЩЕГО КОЭФФИЦИЕНТА ВО ВЗВЕШЕННУЮ СУММУ

Но статуса «да/нет», т.е. констатации соответствия (несоответствия) значения параметра требованиям стандарта, недостаточно для оценки обеспеченности сервисом. Измеренное значение параметра может отклоняться от заданного стандартом. И степень этого отклонения также надо оценить, т.е. внести понижающий коэффициент. Если значение параметра соответствует требованиям или превосходит его, то понижающий коэффициент будет равен 1. Если же имеет место негативное отклонение, то понижающий коэффициент будет меньше 1. Тогда во взвешенной сумме применительно к каждому параметру будет произведение весового коэффициента и понижающего коэффициента.

Введение понижающих коэффициентов K_i обеспечивает уровень точности модели. Это превращает статичную проверку (соответствует/не соответствует) в детализированную оценку деградации сервиса. В таком случае формула расчета показателя цифрового неравенства для конкретного абонента будет выглядеть как

$$I = \sum_{i=1}^{n} W_i K_i, \qquad (1)$$

где W_i – весовой коэффициент (из 100 баллов); K_i – понижающий коэффициент ($0 \le K_i \le 1$).

Ниже представлены формулы расчета K_i для 15 параметров операторской сети и их обоснование.

Блок 1. Параметры качества обслуживания (QoS)

1. Коэффициент потери пакетов (PLR):

$K_{PLR} = 1$ при PLR ≤ 1%;

$K_{PLR} = (5\% - PLR) / (5\% - 1\%)$;

$K_{PLR} = 0$ при PLR ≥ 5%.

Обоснование: Граница 1% – это предел, при котором механизмы PLC позволяют скрывать потери. Граница 5% – точка «рассыпания» голоса, когда речь становится неразборчивой. Линейное снижение коэффициента между этими точками отражает прогрессирующую потерю информации.

2. Сквозная задержка (latency, L):

$K_l = 1$ при $L \le 150$ мс;

$K_l = (400 \text{ мс} - L)/(400 \text{ мс} - 150 \text{ мс})$ при $150 \text{ мс} \le L \le 400$ мс;

$K_l = 0$ при $L \ge 400$ мс.

Обоснование: Согласно рекомендации ITU-T G.114, задержка до 150 мс незаметна для пользователя. При задержке свыше 400 мс интерактивный диалог невозможен (режим рации). Коэффициент плавно снижается по мере роста психологического дискомфорта абонентов от «перебивания» друг друга.

3. Джиттер (jitter, J):

$K_j = 1$ при $J \le 30$ мс;

$K_j = (100 \text{ мс} - J)/ (100 \text{ мс} - 30 \text{ мс})$ при $30 \text{ мс} < J < 100$ мс;

$K_j = 0$ при $J \ge 100$ мс.

4. Гарантированная пропускная способность (GBR, R):

$K_{GBR} = \min(1, R/50 \text{ кбит/с})$.

Обоснование: Это минимально необходимая полоса для передачи RTP-пакетов с учетом заголовков. Если сеть выделяет меньше 50 кбит/с, происходит принудительное отбрасывание пакетов самой сетью, что пропорционально снижает качество.

Блок 2. Параметры голосовых кодеков

5. Поддержка кодека EVS:

$K_{evs\ supp} = 1$, если поддерживается;

$K_{evs\ supp} = 0$, если не поддерживается.

6. Удержание битрейта EVS (B_{evs}):

$K_{Bevs} = \min(1, B_{evs}/24, 4 \text{ кбит/с})$.

Обоснование: Битрейт 24,4 кбит/с – это порог для «эталонного качества без искажений» (Fullband). Снижение битрейта сетью из-за нагрузки уменьшает частотный диапазон голоса, что прямо оценивается как деградация сервиса.

7. Поддержка кодека AMR-WB:

$K_{amr\ supp} = 1$, если поддерживается;

$K_{amr\ supp} = 0$, если не поддерживается.

Обоснование: Бинарный параметр. Это критическая «точка возврата» (fallback). Если поддержка отсутствует, HD Voice невозможен в принципе.

8. Удержание битрейта AMR-WB (B_{amr}):

$K_{Bamr} = \min(1, B_{amr}/12{,}25 \text{ кбит/с})$.

Обоснование: Для качества без искажений требуется уровень не ниже 12,65 кбит/с. Снижение этого значения переводит звук в категорию стандартной телефонии.

Блок 3. Радиофизические параметры.

9. LTE RSRP (P):

$K_{RSRP} = 1$ при $P \ge -105$ дБм;

$K_{RSRP} = (P - (-110))/ (-105 - (-110))$ при $-110 \text{ дБм} < P < -105$ дБм;

$K_{RSRP} = 0$ при $P \le -110$ дБм.

Обоснование: При –110 дБм связь обрывается (абонент перестает слышать собеседника), выше –105 дБм сигнал стабилен, интервал в 5 дБ – это зона критической нестабильности.

10. LTE SINR (S):

$K_{SINR} = \min(1, \max(0, (S - 0)/(5 - 0)))$.

Обоснование: Для HD-кодеков требуется отношение сигнал/шум > 5 дБ, при 0 дБ и ниже ошибки в радиоканале делают передачу голоса невозможной.

11. LTE RSRQ (Q):

$K_{RSRQ} = \min(1, \max(0, (Q - (-20)/(-15 - (-20)))))$.

Обоснование: Целевой уровень – выше –15 дБ. Значение –20 дБ характеризует крайне высокую загрузку соты, при которой пакеты задерживаются в очереди базовой станции.

12. Wi-Fi RSSI (P_{wifi}):

$K_{RSSI\ wifi} = \min(1, \max(0, (P_{wifi} - (-85)/(-75 - (-85)))))$.

Обоснование: Порог стабильности VoWiFi – выше –75 дБм, при –85 дБм затухание в стенах делает передачу по Wi-Fi невозможной.

13. Wi-Fi изоляция каналов (I):

$K_{Iso} = N_{free}/N_{total}$, где N – соотношение свободных/занятых частот.

Обоснование: Наличие помех (co-channel interference) вызывает непредсказуемый джиттер. Коэффициент отражает чистоту эфира в помещении потребителя.

Блок 4. Параметры бесшовного перехода (Handover).

14. Время прерывания (T_{int}):

$K_{Tint} = 1$ при $T_{int} \le 300$ мс;

$K_{Tint} = \max(0, (1000 \text{ мс} - T_{int})/(1000 \text{ мс} - 300 \text{ мс}))$ при $300 \text{ мс} < T_{int} < 1000$ мс;

$K_{Tint} = 0$ при $T_{int} \ge 1000$ мс.

Обоснование: Паузу в 300 мс ухо почти не фиксирует. Прерывание длительностью 1 с воспринимается как обрыв связи и заставляет абонента переспрашивать.

15. Время установления туннеля IPsec (T_{setup}):

$K_{Tsetup} = \min(1, 500 \text{ мс} / T_{setup})$.

Обоснование: Если туннель устанавливается дольше 500 мс, возрастает риск, что сигнал LTE пропадет раньше, чем включится Wi-Fi. Коэффициент штрафует медленный отклик шлюза оператора.

16. Пороги хэндовера (гистерезис, H):

$K_H = 1$, при 3 дБ ≤ H ≤ 5 дБ;
$K_H = 0{,}5$ при отклонении (эффект пинг-понга).

Обоснование: Это конфигурационный параметр. Если он настроен неверно (<3 или >5), возникают паразитные переключения между сетями, что вдвое снижает качество сессии.

ПРИМЕР ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЦИФРОВОГО НЕРАВЕНСТВА ДЛЯ ДВУХ НАСЕЛЕННЫХ ПУНКТОВ

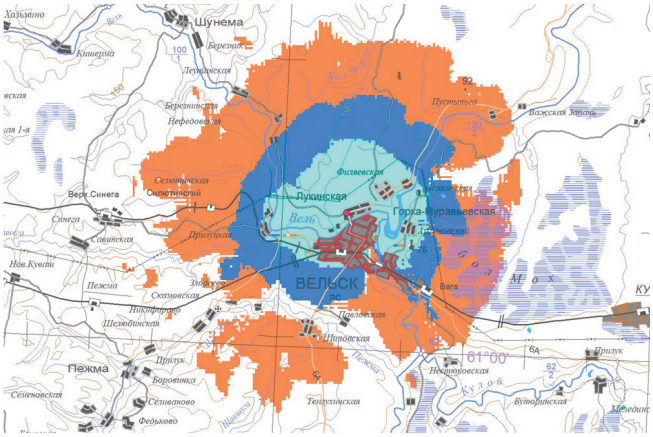
В табл. 2 приведен пример косвенной оценки показателей цифрового неравенства на основе параметрической модели потребителя телекоммуникационных сервисов.

Таблица 2
Пример расчета показателей цифрового неравенства для двух населенных пунктов

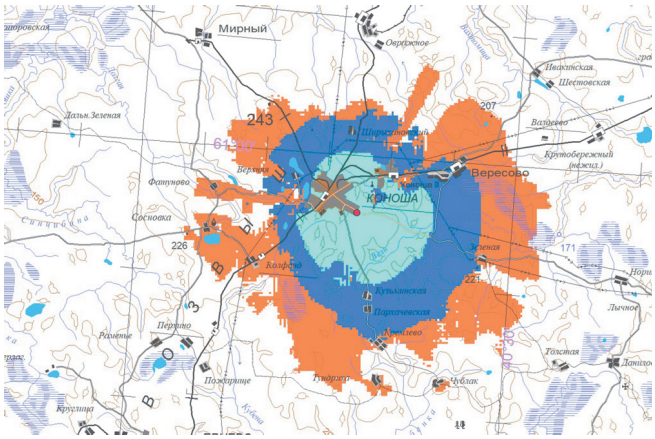
Конкретный параметр сети	Весовой коэффициент параметра (W_i)	г. Вельск Вельского района Архангельской области			п. Коноша Коношского района Архангельской области		
		Измеренное значение параметра	Понижающий коэффициент (K_i)	Вклад параметра в показатель цифрового неравенства с учетом понижающего коэффициента (W_iK_i)	Измеренное значение параметра	Понижающий коэффициент (K_i)	Вклад параметра в показатель цифрового неравенства с учетом понижающего коэффициента (W_iK_i)
Коэффициент потери пакетов, %	10	0,8	1	10	3,5	0,375	3,75
Сквозная задержка, мс	7	180	0,88	6,16	240	0,64	4,48
Джиттер, мс	7	30	1	7	80	0,286	2,0
Гарантированная пропускная способность, кбит/с	4	50	1	4	45	0,9	3,6
Наличие выделенного канала QCI 5 (Non–GBR) для SIP	2	1	1	2	1	1	2
Поддержка кодека EVS (до 32/48 кГц)	9	1	1	9	1	1	9
Удержание битрейта EVS не ниже 24,4 кбит/с	5	28,4	1	5	27,5	1	5
Поддержка кодека AMR-WB (16 кГц)	4	1	1	4	1	1	4
Удержание битрейта AMR-WB не ниже 12,65 кбит/с	2	14	1	2	12,8	1	2
LTE RSRP, дБм	10	–105	1	10	–107	0,6	6
LTE SINR, дБ	7	6	1	7	4	0,8	5,6
LTE RSRQ, дБ	5	–15	1	5	–17	0,6	3
Wi-Fi RSSI, дБм	5	–75	1	5	–80	0,5	2,5
Wi-Fi изоляция каналов	3	1	1	3	1	1	3
Время прерывания, мс	9	350	0,93	8,37	400	0,86	7,74
Время установления IPsec-туннеля, мс	6	300	1	6	450	1	6
Пороги срабатывания хэндовера, дБ	5	4	1	5	6	0,5	2,5
I, показатель цифрового неравенства		98,53			72,17		

Применительно к двум населенным пунктам Архангельской области (г. Вельск Вельского района и п. Коноша Коношского района) для каждого из измеренных значений 17 параметров операторской сети, указанных в табл. 1 (результаты изменений для локаций потребителей интегрированы в масштабах населенных пунктов), рассчитывается скорректированное значение члена алгебраической суммы W_iK_i из формулы (1) (вклад в показатель цифрового неравенства с учетом понижающего коэффициента K_i, рассчитанного по приведенным выше методикам). Далее по формуле (1) рассчитывается значение показателя цифрового неравенства *I*. В качестве иллюстрации карты покрытия сигналом беспроводной связи для каждого из указанных населенных пунктов приведены на рисунках *а* и *б*.

Карты покрытия сигналом беспроводной связи для (*а*) г. Вельск и (*б*) п. Коноша



а)



б)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная параметрическая модель потребителя телекоммуникационных сервисов базируется на *эталонном профиле потребителя*, который описывает максимально возможный набор телекоммуникационных услуг, структурированный по семи функциональным блокам. Данный профиль служит базовой точкой отсчета, принимаемой за 100%-ную обеспеченность, что позволяет использовать разрыв между эталонным и фактическим потреблением в качестве индикатора цифрового неравенства.

На примере сервиса «Голосовая связь высокой четкости» (HD Voice/VoLTE/VoWiFi) продемонстрировано, что субъективные требования абонента могут быть корректно переведены в строгий набор измеряемых характеристик сети. Выделены четыре критические группы параметров: метрики качества обслуживания (QoS) на IP-уровне, акустические параметры кодеков, радиофизические показатели среды и параметры бесшовного перехода (Handover).

В модели обосновано применение весовых коэффициентов (исходя из общей суммы в 1000 баллов), которые распределяются в строгой зависимости от степени влияния конкретного параметра на пользовательский опыт. Наивысшие веса присвоены параметрам, отклонение которых приводит к полному отказу сервиса, а меньшие – характеристикам, вызывающим лишь деградацию качества связи.

Для обеспечения высокой точности модель переведена из плоскости статической констатации наличия услуги в плоскость *динамической оценки*. Это реализовано за счет внедрения понижающих коэффициентов качества, которые отражают математическую степень отклонения измеренного значения параметра от эталонного стандарта.

Интеграция весовых W_i и понижающих коэффициентов K_i в единую взвешенную сумму $I = \sum_{i=1}^{n} W_i K_i$ позволяет получить точный цифровой индекс для каждого конкретного абонента.

Сопоставление полученных цифровых показателей для потребителей, находящихся в различных геопространственных локациях, дает математически доказанное и объективно измеренное значение цифрового неравенства. Разработанный инструмент решает проблему отсутствия систем оценки, ориентированных на конечного потребителя, и позволяет достоверно измерять результативность инфраструктурных проектов в сфере телекоммуникаций. Таким образом, приведенный в статье метод оценки показателей цифрового неравенства на основе параметрической модели потребителя телекоммуникационных сервисов может быть использован для оценки эффективности реализации инфраструктурных проектов в области телекоммуникаций. Указанная эффективность определяется сравнением показателей цифрового неравенства соответственно до реализации инфраструктурного

проекта и после нее. При этом подобные сравнения, произведенные для потребителей в различных локациях, могут быть далее интегрированы в масштабах населенных пунктов для получения оценок цифрового неравенства между ними. Далее показатели цифрового неравенства населенных пунктов в составе регионов могут быть интегрированы в масштабе регионов для получения оценки цифрового неравенства между регионами. Таким образом, предложенная методика может использоваться как инструмент оценки эффективности как локальных (муниципальных), так и районных (территориальных) и региональных инфраструктурных проектов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Захаров, А.А. Требования к метрикам и содержанию методического аппарата планирования развития телекоммуникационной инфраструктуры и устранения цифрового неравенства / А.А. Захаров, С.И. Лопато, А.Г. Короткова, С.В. Кизима // Электросвязь. – 2023. – № 12. – С. 14-18.

2. Лопато, С.И. Текущее состояние методического аппарата контроля обеспеченности потребителей сервисами беспроводной связи в действующих нормативно-правовых актах РФ / С.И. Лопато // Электросвязь. – 2024. – № 9. – С. 12-20.

3. Лопато, С.И. Совершенствование методического аппарата оценки качества инфокоммуникационных услуг на базе параметрических моделей телекоммуникационных сетей как необходимое условие повышения эффективности инфраструктурных проектов в области телекоммуникаций / С.И. Лопато // Труды НИИР. – 2022. – № 4. – С. 19-25.

4. Recommendation ITU-T Y.1541 (12/11). Network performance objectives for IP-based services.

5. 3GPP TS 23.203. Policy and charging control architecture.

6. Recommendation ITU-T G.114 (05/03). One-way transmission time.

7. 3GPP TS 26.441. Codec for Enhanced Voice Services (EVS); General overview.

8. 3GPP TS 26.171. Speech codec speech processing functions; Adaptive Multi-Rate - Wideband (AMR-WB) speech codec; General description.

9. Recommendation ITU-T G.722.2 (07/03). Wideband coding of speech at around 16 kbit/s using Adaptive Multi-Rate Wideband (AMR-WB).

10. 3GPP TS 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception.

11. IEEE 802.11-2024 - IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks.

12. 3GPP TS 23.402. Architecture enhancements for non-3GPP accesses.

13. GSM Association IR.51. IMS Profile for Voice and SMS over untrusted Wi-Fi access v10/0.

14. RFC 7296: STD 79: Internet Key Exchange Protocol Version 2 (IKEv2).

15. 3GPP TS 36.331. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification.

Получено 02.09.2026;
принято к печати 08.09.2026

A parametric model of telecommunications service consumers as a tool for assessing digital inequality

S.I. Lopato, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), deputy director of the center for the development and evolution of telecommunications services; lopatosi@nic-t.ru

Abstract. The article is devoted to the problem of objective assessment of digital inequality and the effectiveness of infrastructure projects in the telecommunications sector from the perspective of the end consumer. To solve this problem, a parametric model of the consumer is proposed, based on a reference profile consisting of seven functional blocks of modern services. As a practical example, the High-Definition Voice Communication service (HD Voice/VoLTE/VoWiFi) is examined in detail. The subjective subscriber experience has been translated into a rigorous system of technical metrics, divided into parameters of quality of service (QoS) at the IP level, the acoustic characteristics of codecs, the radiophysical indicators of coverage, and the metrics of seamless handover. A mathematical framework for dynamic assessment has been developed, using a weighted sum of parameters with the application of weighting coefficients (reflecting the critical importance of the metric) and reducing coefficients (reflecting the degree of mathematical deviation from the standard and the degradation of the service). The proposed approach makes it possible to calculate an accurate digital subscriber index and obtain a mathematically proven assessment of digital inequality when comparing data from different geographical locations.

Keywords: digital inequality, telecommunications infrastructure, parametric consumer model, quality of service (QoS), high-definition voice (HD Voice), measurable network characteristics, weighting coefficients, degradation of telecommunications services.

For citation: Lopato, S.I. A parametric model of telecommunications service consumers as a tool for assessing digital inequality / S.I. Lopato // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 46-57. (in russian)

REFERENCES

1. Zakharov, A.A. Requirements for metrics and content of the methodological apparatus for planning the development of telecommunications infrastructure and eliminating digital inequality / A.A. Zakharov, S.I. Lopato, A.G. Korotkova, S.V. Kizima // Electrosvyaz. – 2023. – № 12. – P. 14-18. (in russian)

2. Lopato, S.I. The current state of the methodological apparatus for monitoring the provision of consumers with wireless communication services in the current regulatory legal acts of the Russian Federation / S.I. Lopato // Electrosvyaz. – 2024. – № 9. – P. 12-20. (in russian)

3. Lopato, S.I. Improving the methodological apparatus for assessing the quality of infocommunication services based on parametric models of telecommunication networks as a necessary condition for improving the efficiency of infrastructure projects in the field of telecommunications / S.I. Lopato // Trudy NIIR. – 2022. – № 4. – P. 19-25. (in russian)

4. Recommendation ITU-T Y.1541 (12/11). Network performance objectives for IP-based services.

5. 3GPP TS 23.203. Policy and charging control architecture.

6. Recommendation ITU-T G.114 (05/03). One-way transmission time.

7. 3GPP TS 26.441. Codec for Enhanced Voice Services (EVS); General overview.

8. 3GPP TS 26.171. Speech codec speech processing functions; Adaptive Multi-Rate - Wideband (AMR-WB) speech codec; General description.

9. Recommendation ITU-T G.722.2 (07/03). Wideband coding of speech at around 16 kbit/s using Adaptive Multi-Rate Wideband (AMR-WB).

10. 3GPP TS 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception.

11. IEEE 802.11-2024 - IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks.

12. 3GPP TS 23.402. Architecture enhancements for non-3GPP accesses.

13. GSM Association IR.51. IMS Profile for Voice and SMS over untrusted Wi-Fi access v10/0.

14. RFC 7296: STD 79: Internet Key Exchange Protocol Version 2 (IKEv2).

15. 3GPP TS 36.331. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification.



Графовая модель и метод динамического размещения и миграции сервисов в MEC-сети, внедренной в сети мобильной связи

В.С. Елагин, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), доцент, к.т.н.; v.elagin@sut.ru
Д.А. Чекалов, СПбГУТ, аспирант; chekslovda.psk@gmail.com
Н.М. Редругина, СПбГУТ, доцент, к.т.н.; redrugina.nm@sut.ru

УДК 004.75 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.007

Аннотация. *Рассматривается задача динамического размещения и миграции востребованных сервисов в сети, использующей технологию периферийных вычислений MEC (Multi-access Edge Computing), которая развернута на базе сети LTE. Предложена графовая модель сети базовых станций (БС), соединенных интерфейсом X2, в которой каждому сетевому узлу соответствует MEC-сервер. В качестве весов ребер графа используются значения задержки передачи данных между БС. Для оценки состояния сети учитываются показатели нагрузки узлов и интенсивность запросов к рассматриваемому сервису. Разработан метод выбора оптимального MEC-сервера на основе минимизации суммарной нагрузочно-взвешенной задержки обслуживания. Для учета изменения состояния сети во времени предусмотрено применение алгоритма машинного обучения (Machine learning, ML), прогнозирующего будущую востребованность сервиса на основе исторических данных. На основании прогнозных значений определяется необходимость изменения текущего размещения сервиса. В целевую функцию введен штраф за миграцию, позволяющий ограничить частоту перемещения сервиса между MEC-серверами. Предложенная модель обеспечивает адаптацию размещения сервиса к изменению нагрузки в сети без необходимости его постоянного развертывания на всех MEC-серверах. Эффективность предложенного метода оценивается по показателям задержки обслуживания, количества миграций и распределения нагрузки между узлами сети.*

Ключевые слова: *MEC-технологии, eNodeB, базовая станция, ML-алгоритмы, 4G LTE Advanced, графовая модель.*

Для цитирования: *Елагин, В.С. Графовая модель и метод динамического размещения и миграции сервисов в MEC-сети, внедренной в сети мобильной связи / В.С. Елагин, Д.А. Чекалов, Н.М. Редругина // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 58-70.*

ВВЕДЕНИЕ

На конец 2025 г. доля глобального мобильного трафика во всём интернет-трафике составляла 65–70% [1], что говорит о высокой смартфонизации общества и общем уровне цифровизации экономики. Крупнейшие российские ИТ-компании тоже отчитались о стабильном росте использования их приложений с мобильных устройств относительно традиционного доступа через корпоративные сайты [2–4]. Это означает высокий и стабильный рост трафика к подобным сервисам на мобильной сети. На территории мегаполисов (Москва, Санкт-Петербург, Казань и другие города-миллионники) поддержание провайдерами качественного и стабильного интернет-соединения с низкими задержками и высокими скоростями даже в часы наибольшей нагрузки становится суровой необходимостью ввиду высокой конкуренции за платежеспособного клиента [2–4]. В условиях высокой радиозашумленности необходимо поддерживать высокие показатели отношения сигнал-шум и уровня принимаемого сигнала для обеспечения заявленных в соглашении об уровне обслуживания (Service Level Agreement, SLA) скоростей входящих и исходящих каналов связи. Также необходимо выдерживать определенные уровни задержек (delay) и потерь пакетов (packet loss) пользовательского трафика. Дополнительной мотивацией здесь могут оказаться возможные соглашения, заключаемые операторами связи с компаниями-владельцами популярных онлайн-приложений (видео-хостинги, мессенджеры, онлайн-банкинг и сервисы онлайн-покупок), где прописаны более высокие параметры обслуживания для подобного трафика через создание отдельных туннелей с более высоким показателем качества канала (Channel Quality Indicator, CQI) [5]. В таком случае провайдер может предложить своим клиентам тарифы с высокой приоритизацией трафика популярных у них приложений, и тем самым мотивирует их выбрать свои услуги, а компании, владеющие перечисленными сервисами – повысить посещаемость и продажи.

Одним из вариантов снижения задержек и потерь может стать внедрение сетей, использующих технологию периферийных вычислений (Multi-access Edge Computing, MEC) на инфраструктуре операторов связи и их интеграция с алгоритмами машинного обучения (Machine learning, ML), с целью предсказания пиков использования тех или иных избранных приложений в зоне покрытия той или иной БС eNodeB. ML-алгоритм может на основе исторических данных о нагрузке базовых станций и интенсивности запросов к рассматриваемому сервису

прогнозировать изменение его востребованности и инициировать развертывание сервиса на том MEC-сервере, размещенном на БС, который обеспечивает минимальную суммарную задержку обслуживания в рассматриваемом фрагменте сети [6–8]. Например, БС, объединённые общим кодом TAC (Tracking Area Code), который определяет их принадлежность к одной зоне сети, можно считать таковым фрагментом сети [9]. Для формализации задачи динамического размещения востребованного сервиса в сети MEC предлагается использовать графовую модель сети БС. В этой модели вершины графа соответствуют базовым станциям, каждая из которых оснащена MEC-сервером, а неориентированные ребра – соединениям между БС, которым сопоставляются значения задержки передачи данных. На основании прогнозируемой ML-алгоритмом интенсивности запросов к рассматриваемому сервису определяется оптимальное множество MEC-узлов для его размещения, т.е. где развернут и работает экземпляр приложения. При выборе размещения учитываются задержки обслуживания пользователей и штраф за изменение текущего состояния размещения сервиса, позволяющий ограничить избыточное количество миграций. Для пользователя, обслуживаемого базовой станцией, на которой размещен экземпляр сервиса, учитывается задержка локального обслуживания L_{local}. Это суммарная задержка обслуживания запроса при локальном размещении сервиса на MEC-сервере обслуживающей БС. При отсутствии локального экземпляра трафик запроса передается к ближайшему MEC-узлу из множества узлов, на которых размещен сервис, поэтому задержка обслуживания будет определяется суммой задержки передачи ($d(i,S)$) и задержки обработки запроса L_{proc} на удаленном MEC-сервере. Это задержка обработки пользовательского запроса на MEC-сервере, на котором размещен сервис. Для исключения влияния различий вычислительных характеристик отдельных MEC-узлов в модели принимается, что они имеют сопоставимую производительность, вследствие чего значения L_{proc} считаются одинаковыми или близкими для всех узлов.

Перед рассмотрением математической модели необходимо описать базовую архитектуру сети 4G LTE и предлагаемую архитектуру ее дополнения MEC-инфраструктурой. В статье рассматриваются традиционный вариант взаимодействия пользовательского устройства с удаленным сервером приложения и вариант обслуживания сервиса посредством MEC-сервера, размещенного на одном из узлов сети. При удаленном размещении сервиса пользовательский трафик передается к выбранному MEC-узлу через транспортную инфраструктуру сети; интерфейс X2 между БС может использоваться для координации их работы и передачи пользовательского трафика в соответствующих сценариях, однако непосредственное управление маршрутизацией к MEC-сервису осуществляется сетевыми механизмами транспортной и пакетной инфраструктуры. Таким образом, наличие MEC-сервера на каждой БС не означает, что рассматриваемый сервис одновременно развернут на всех серверах: физически MEC-ресурс доступен на каждом узле, а программный экземпляр востребованного сервиса динамически размещается только на выбранных MEC-серверах.

ТРАДИЦИОННАЯ АРХИТЕКТУРА 4G LTE

По своей архитектуре любая мобильная сеть отличается от стационарной только последним участком на пути к абоненту, где работают системы радиосвязи. В данной статье рассматриваются в первую очередь сети поколения 4G LTE Advanced [10], где все данные и запрашиваемые услуги для доставки используют IP-пакеты.

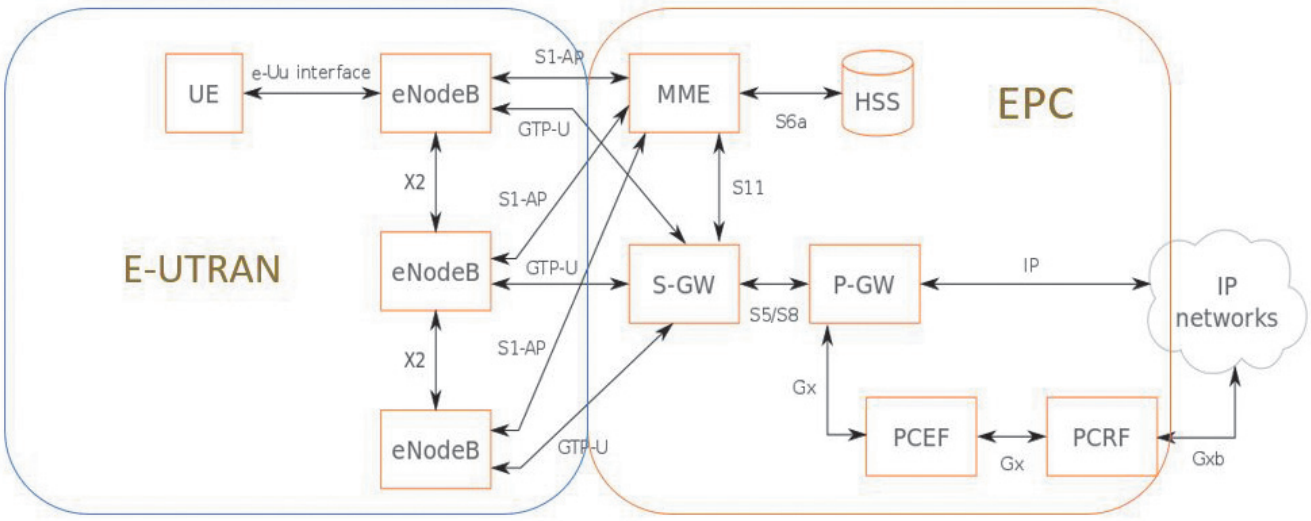
Для предоставления услуг мобильной связи сеть оператора условно разделяется на сеть радиодоступа E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) [11, 12] и пакетное ядро EPC (Evolved Packet Core) [13] (рис. 1). E-UTRAN обеспечивает радиодоступ пользовательского оборудования к сети оператора, а EPC выполняет функции транспортировки пользовательского трафика, управления мобильностью и установлением соединений с внешними IP-сетями. В отличие от фиксированных сетей, где функции доступа абонентов к IP-сети могут выполняться, например, посредством широкополосного сетевого шлюза BRAS (Broadband Remote Access Server), в сети LTE соответствующие функции распределены между несколькими компонентами EPC, обеспечивающими управление сессиями, мобильностью абонентов и передачей пользовательского трафика.

Ядро сети включает:

– узел управления мобильностью сети сотовой связи MME (Mobility Management Entity), который также управляет аутентификацией и сигнализацией в сети. При установлении соединения, изменении его параметров и выполнении процедур перехода пользовательского оборудования (user equipment, UE) между БС в работе сети участвует MME. В частности, MME координирует процедуры управления bearer-ами (логическими каналами пользовательского трафика с заданными параметрами обслуживания) и взаимодействует с другими узлами EPC для установления или изменения соединений;

– обслуживающий шлюз (Serwing Gateway, SGW), который является точкой маршрутизации для пользовательских данных между базовой станцией eNodeB и пакетным шлюзом к другим сетям передачи данных (Packet Data Network Gateway, PGW). Когда пользователь передает или получает данные,

Рисунок 1
Архитектура 4G сети согласно 3GPP TS 36.300 и TS 23.401



SGW управляет их маршрутизацией и пересылает их между радиосетью и внешними IP-сетями. SGW управляет сессиями передачи данных для пользователя, но не управляет мобильностью и не инициирует соединения. Он лишь отвечает за перенаправление данных в рамках сессии (например, к какому PGW подключиться, чтобы дать доступ к точке доступа с запрашиваемым именем (Access Point Name, APN)). Если пользователь в результате своего перемещения переключится с одной базовой станции eNodeB на другую, то это переключение будет организовано узлом управления мобильностью MME, который уведомит шлюз SGW сообщением об изменении запрашиваемого канала Modify Bearer Request, чтобы обновить информацию о текущих выделенных пользователю логических каналах передачи данных (bearers), а SGW подтвердит это изменение;

– сервер абонентских данных (Home Subscriber Server, HSS), представляющий собой базу данных о клиентах сети, к которой обращается MME в процессе подключения абонента при сверке его идентификатора IMSI (International Mobile Subscriber Identity) и обновлении данных о состоянии абонента;

– шлюз PGW к другим сетям передачи данных, который выдает IP-адреса абонентским устройствам UE при подключении к сети (если только адрес не статический, тогда он указан в HSS);

– модуль управления правилами и политиками PCRF (Policy and Charging Rules Function), который отвечает за биллинг абонентов и взаимодействие со шлюзом PGW, когда абонент запрашивает доступ к той или иной точке доступа APN с теми или иными условиями обслуживания QoS (Quality of Service). При создании выделенного канала связи с заданным идентификатором уровня обслуживания QCI (Quality of Service Class Identifier) для работы с определенным приложением шлюз PGW спрашивает модуль PCRF о возможности такого соединения для данного абонента согласно SLA. Внешнее приложение при попытке установить сессию с абонентом также запрашивает канал связи с желаемым QCI. Аппаратно модуль PCRF разделен на, собственно, сам PCRF и модуль выполнения правил и политик PCEF (Policy and Charging Enforcement Function), последний обычно является частью PGW. PCRF использует данные о текущем состоянии сети и абонента для принятия решений и отправляет эти решения в PCEF.

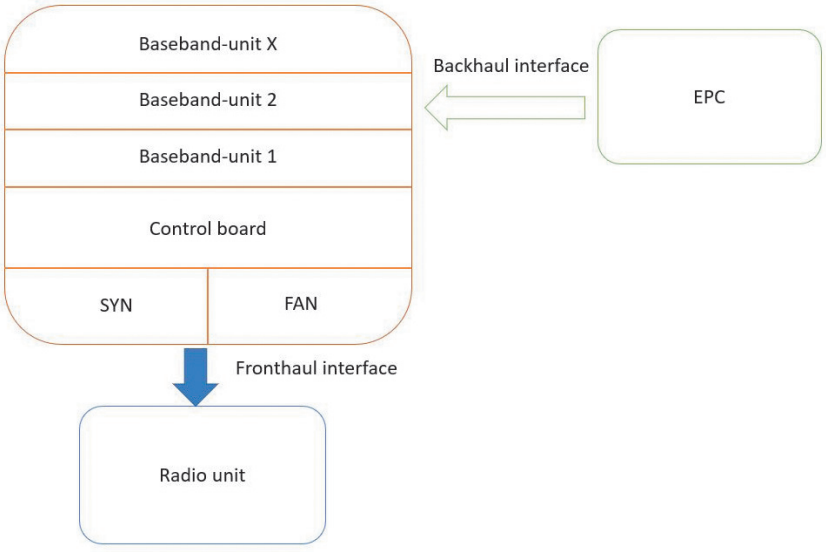
На участке радиодоступа сети LTE работают два компонента системы радиосвязи:

1) UE представляет собой пользовательское устройство (мобильный телефон), посредством которого абонент получает доступ к услугам оператора, передает и принимает пользовательские данные;

2) БС eNodeB (Evolved Node B) [14, 15], которая обеспечивает подключение пользовательского устройства к сети E-UTRAN, отвечает за управление радиоресурсами и передачу пользовательского трафика в направлении EPC.

Поскольку взаимодействие между БС является основой рассматриваемой модели, функционирование eNodeB необходимо рассмотреть с протокольной и физической точек зрения. На физическом уровне L1 (PHY) выполняются передача и прием радиосигналов, включая модуляцию, демодуляцию, кодирование и декодирование. Уровень L2 включает подуровни MAC (Medium Access Control), RLC (Radio Link Control) и PDCP (Packet Data Convergence Protocol).

Рисунок 2
Физический сегмент архитектуры E-UTRAN



MAC обеспечивает планирование и распределение радиоресурсов, включая физические ресурсные блоки PRB (Physical Resource Block), с учетом требований QoS; RLC выполняет сегментацию, сборку и повторную передачу данных, а PDCP – обработку пользовательской и управляющей информации, включая сжатие заголовков, шифрование и защиту целостности.

Отдельно необходимо выделить протокол RRC (Radio Resource Control), относящийся к плоскости управления (control plane) и обеспечивающий управление радиоресурсами, установление и поддержание радиосоединения, а также обмен управляющей информацией между UE и сетью.

С точки зрения физической реализации БС может включать вычислительную часть, выполняющую обработку сигналов базовой полосы (baseband), и радиочастотный блок RRU (Remote Radio Unit), размещаемый непосредственно рядом с антенной или на мачте. В распределенных вариантах архитектуры между вычислительной и радиочастотной частями используется транспортное соединение fronthaul [16]. Соединение между БС и ядром сети EPC относится к транспортному участку backhaul (рис. 2).

ТРАДИЦИОННЫЙ ВАРИАНТ ДОСТУПА К ВНЕШНЕМУ-СЕРВЕРУ ПРИЛОЖЕНИЯ

В традиционной сети LTE пользовательское устройство UE при обращении к внешнему приложению передает запрос через БС eNodeB в пакетное ядро сети EPC. Пользовательский трафик проходит через обслуживающий шлюз SGW и шлюз PGW, после чего направляется во внешнюю IP-сеть к серверу приложения. Между UE и сервером приложения формируется логический канал передачи данных через E-UTRAN (радиосеть) и EPC (пакетное ядро оператора).

Для предоставления приложению требуемого качества обслуживания сеть может применять соответствующие параметры QoS, определяемые политиками оператора и профилем абонента. В частности, для LTE используются классы QoS, характеризуемые параметром QCI (QoS Class Identifier), для которых задаются требования к приоритету трафика, задержке и вероятности потери пакетов, которые указываются в профиле. При этом QCI определяет класс обслуживания трафика, но не задает физический маршрут до сервера приложения. QoS идентификаторы относительно гарантируемых параметров обслуживания трафика указаны в спецификации 3GPP TS 23.203 [17].

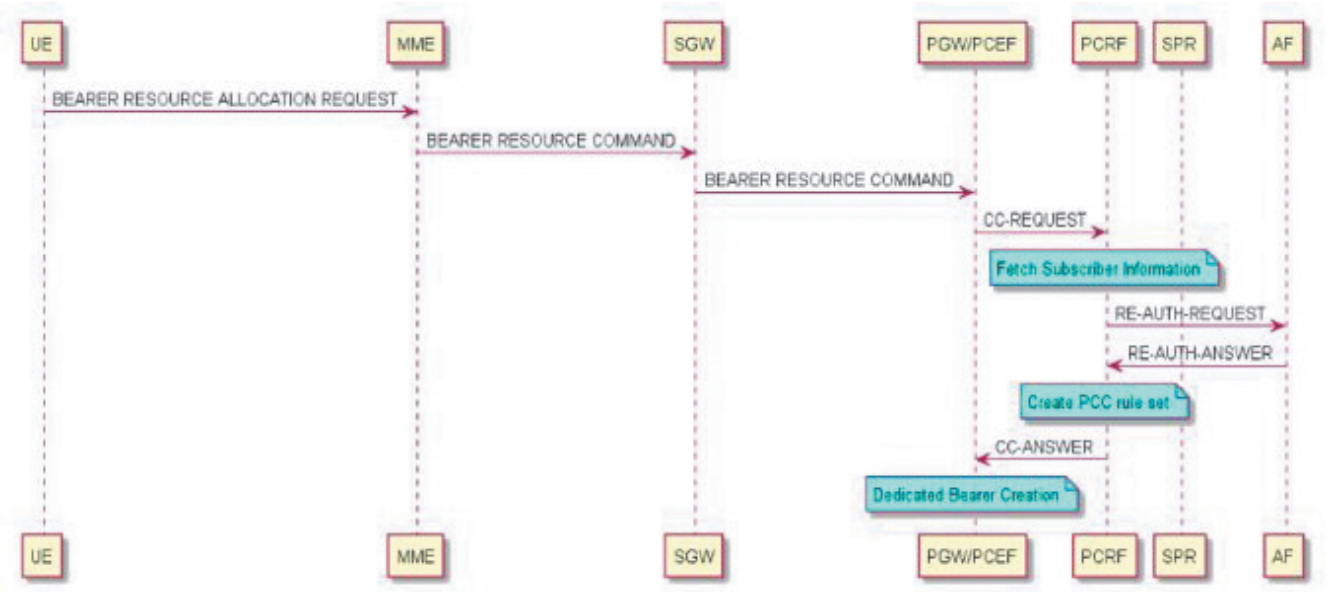
С точки зрения рассматриваемой в статье задачи существенным является расположение сервера приложения относительно сети радиодоступа. При традиционной архитектуре сервер находится во внешней сети на значительном расстоянии от обслуживающей БС, вследствие чего пользовательский запрос и ответ проходят через несколько сетевых узлов. Это увеличивает суммарную задержку обслуживания. Поэтому в предлагаемой архитектуре серверные экземпляры востребованного приложения размещаются на MEC-серверах, непосредственно связанных с БС. В результате вычислительные ресурсы переносятся ближе к источнику пользовательского трафика, а задержка передачи данных между БС и сервером приложения может быть уменьшена.

Традиционный способ создания выделенного логического канала (dedicated bearer) под приложение в сети LTE, представленный на рис. 3, разделяется на следующие шаги:

1. UE → MME: Процедура BEARER RESOURCE ALLOCATION REQUEST. UE инициирует запрос на выделение ресурсов для дополнительного соединения с требуемыми параметрами обслуживания под требуемое приложение. То есть пользователь уже подключен к LTE, но для конкретного приложения требуется дополнительный логический канал с заданными QoS-параметрами [18,19].

2. MME → SGW: Процедура BEARER RESOURCE COMMAND. MME получает запрос от UE и передает его дальше в сторону плоскости передачи дан-

Рисунок 3
Процедура создания нового логического канала по инициативе UE



ных (User Plane) через SGW. На этом этапе MME выполняет свою функцию элемента управления сетью: координирует процедуру, но сам пользовательский трафик через MME проходить не будет.

3. SGW → PGW/PCEF: Процедура BEARER RESOURCE COMMAND. SGW передает команду дальше на PGW/PCEF. Здесь процедура подходит к той части EPC, которая отвечает за применение правил QoS и политики обслуживания к пользовательскому трафику.

4. PGW/PCEF → PCRF: Сообщение CC-REQUEST. Направление в PCRF запроса CC-REQUEST необходимо для получения правил политики и тарификации, необходимых для настраиваемого логического канала. То есть PGW/PCEF фактически спрашивает PCRF о том, какие правила обслуживания должны применяться к данному соединению согласно существующему профилю пользователя. Данные параметры прописаны в соглашении между пользователем и оператором (SLA).

5. PCRF → SPR: Процедура Fetch Subscriber Information. PCRF обращается к SPR (Subscriber Profile Repository) и получает информацию о профиле абонента. На рис. 3 этот этап обозначен не названием конкретного сигнального сообщения, а функциональным действием Fetch Subscriber Information. То есть это получение сведений о подписке и разрешенных параметрах обслуживания.

6. PCRF → AF: Процедура RE-AUTH-REQUEST. PCRF взаимодействует с AF (Application Function) и запрашивает информацию, необходимую для определения требований приложения к обслуживанию.

7. AF → PCRF: Процедура RE-AUTH-ANSWER. AF возвращает ответ RE-AUTH-ANSWER, содержащий соответствующие параметры/требования для рассматриваемого приложения. Здесь AF выступает как функция, знающая требования приложения к качеству обслуживания, а PCRF использует эту информацию для формирования правил политики.

8. PCRF: Процедура Create PCC rule set. После получения информации от SPR и AF PCRF формирует набор правил PCC (Policy and Charging Control). На рис. 3 это показано как внутреннее действие PCRF: Create PCC rule set, т.е. PCRF определяет, как именно должен обслуживаться данный поток трафика [20].

9. PCRF → PGW/PCEF: Процедура CC-ANSWER. Сформированные PCRF правила передаются обратно в PCEF сообщением CC-ANSWER. Теперь PCEF получает параметры, необходимые для применения политики к нужному пользовательскому потоку.

10. PGW/PCEF: Процедура Dedicated Bearer Creation. На этом этапе инициируется создание Dedicated Bearer с необходимыми параметрами QoS. То есть в результате процедуры сеть создает дополнительный логический канал, предназначенный для конкретного типа трафика/услуги.

Вышеописанная традиционная модель доступа к требуемому сервису имеет свои недостатки, среди которых повышенная задержка и потери при передаче пользовательского трафика. В ранее разработанном подходе, использованном в [21], для снижения задержки использовалась архитектура, в которой MEC-сервер размещался непосредственно на БС, а решение о локальном размещении востребованного сервиса принималось на основе заранее заданных пороговых значений сетевых параметров. Для при-

нятия решения использовались показатели, характеризующие качество и загрузку радиоканала, в том числе задержка, коэффициент потерь пакетов (PLR) и уровень использования ресурсов физического канала управления. Значения параметров извлекались из данных мониторинга БС и анализировались программным скриптом. При устойчивом превышении заданного порогового значения хотя бы одного из контролируемых параметров скрипт формировал HTTP-запрос к MEC-оркестратору, инициируя развертывание экземпляра рассматриваемого сервиса на MEC-сервере соответствующей БС.

ГРАФОВАЯ МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО РАЗМЕЩЕНИЯ MEC-СЕРВИСА

В ранее рассмотренном подходе локальное размещение востребованного сервиса инициировалось реактивно при достижении заданных пороговых значений контролируемых сетевых параметров. В настоящей работе предлагается развить данный подход за счет применения методов машинного обучения для прогнозирования будущей интенсивности запросов к сервису. В отличие от принятия решения для отдельной БС, рассматривается совокупность взаимосвязанных БС, оснащенных MEC-серверами. На основании прогнозируемой нагрузки определяется, на каких узлах сети целесообразно разместить экземпляры востребованного сервиса с учетом состояния всей рассматриваемой сети.

Для формализации задачи размещения и последующей миграции сервиса предлагается представить сеть БС в виде неориентированного взвешенного графа $G(V,E)$, где вершины V соответствуют базовым станциям с установленными MEC-серверами, а ребрам E сопоставляются значения задержки передачи данных между связанными БС. В качестве межстанционного интерфейса в рассматриваемой LTE-архитектуре используется X2, обеспечивающий взаимодействие между БС [22]. Таким образом, графовая модель позволяет учитывать не только нагрузку отдельных узлов, но и взаимное расположение MEC-ресурсов в сети и связанные с ним задержки передачи данных.

Для численного исследования принимается упрощенная модель транспортных соединений: каждому соединению между соседними БС сопоставляется одинаковая задержка 5 мс. Данное значение является модельным параметром и используется для оценки работы предложенного метода без привязки к конкретному типу транспортного оборудования и его физическим характеристикам. Рассматриваемая графовая сеть включает 12 БС eNodeB, соединение между которыми задано в соответствии со схемой на рис. 4 (например, 1:2 – это ребро между узлом 1 и 2).

Рассмотрим три среза нагрузки $\boldsymbol{D}(t_i)$, характеризующихся различными распределениями интенсивности запросов, которые получены в интервалы времени t_1, t_2 и t_3. Для каждого из них определяется размещение экземпляров сервиса, минимизирующее суммарную нагрузочно-взвешенную задержку обслуживания. Пусть x_i – бинарная переменная размещения сервиса на MEC-узле I (x_i=1, если сервис размещен на MEC-узле i, и x_i=0 в противном случае), а S – множество узлов, на которых сервис размещён, тогда задержка обслуживания запроса L_i от пользователей i-ой БС определяется через функцию

$$L_i = \begin{cases} L_{\text{local}}, \text{ если } x_i = 1; \\ d(i,S) + L_{\text{proc}}, \text{ если } x_i = 0, \end{cases}$$

где L_{local} – задержка обслуживания запроса при локальном размещении сервиса на MEC-сервере обслуживающей БС; L_{proc} – задержка обработки запроса на MEC-сервере; $d(i,S)$ – минимальная задержка передачи данных от базовой станции i до MEC-узла из множества S, на котором размещён экземпляр сервиса, определяемая как $d(i,S) = \min_{j \in S} d_{ij}$; d_{ij} – задержка передачи данных от узла i до узла j.

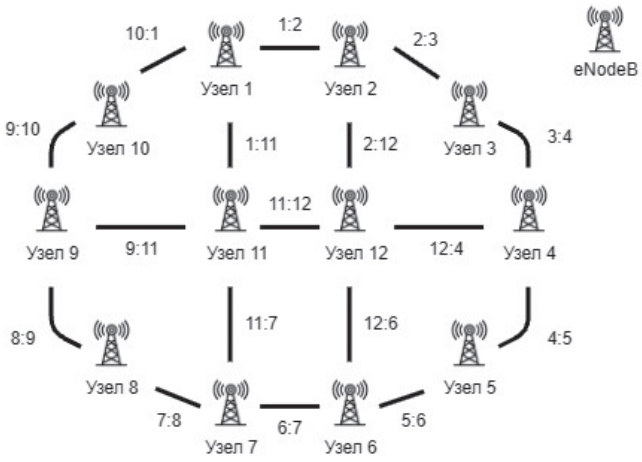
Целевая функция, в которой отображается минимизация суммарной задержки, определяется как

$$F(S,t) = \sum_{i=1}^{N} D_i(t) L_i(S,t),$$

где $D_i(t)$ – интенсивность запросов к сервису от пользователей, обслуживаемых узлом i, запросов/с; $L_i(S,t)$ – задержка обслуживания этих запросов, с; N – количество БС в рассматриваемой сети.

Целевая функция представляет собой нагрузочно-взвешенный критерий задержки, используемый для сравнения вариантов размещения сервиса. Выполним расчёт для трёх срезов интенсивности нагрузки, полученных в интервалах времени t_1, t_2 и t_3. Для заданных интервалов векторы нагрузки приведены в табл. 1.

Рисунок 4
Графовая модель



На интервале t_1 рассматривается заданное значение интенсивности запросов $D(t_1)$, приведенное в табл. 1. Для каждого допустимого варианта размещения двух экземпляров сервиса рассчитывается значение целевой функции $F(S,t_1)$, учитывающее интенсивность запросов всех узлов и задержки передачи данных от них до ближайшего узла размещения сервиса. После расчета целевой функции для всех допустимых вариантов выбирается размещение, соответствующее ее минимальному значению и, следовательно, обеспечивающее наименьшую суммарную нагрузочно-взвешенную задержку обслуживания пользователей. Для значений интенсивности запросов, приведенных в табл. 1, в результате перебора всех допустимых вариантов (рис. 5) размещения двух экземпляров сервиса минимальное значение целевой функции достигается при размещении экземпляров сервиса на узлах 4 и 9, так как $F(S,t_1)$, при подобном размещении, равен 1,535 запросов/с (минимальное значение).

Результаты расчетов задержки обслуживания и вклад узлов в целевую функцию при размещении сервиса на узлах 4 и 9 представлены в табл. 2.

Суммирование значений последнего столбца табл. 2 дает следующее значение нагрузочно-взвешенного критерия задержки:

$$F(S,t_1)=\sum_{i=1}^{N} D_i(t_1)\,L_i(S,t_1)=1{,}535 \text{ запросов.}$$

Для учета количества одновременно развернутых экземпляров сервиса в целевую функцию вводится штраф за размещение сервиса на MEC-узле. Введение штрафа снижает потребность одновременного размещения большого числа экземпляров сервиса и позволяет учитывать стоимость использования дополнительных MEC-ресурсов. Тогда целевая функция принимает вид

$$F_{\text{total}}(S,t)=\sum_{i=1}^{N} D_i(t)\,L_i(S,t)+\lambda\sum_{i=1}^{N} x_i(t),$$

где λ – штраф за активацию дополнительного экземпляра сервиса на MEC-узле; $x_i(t)$ – переменная размещения сервиса на узле i.

Поскольку сервис развернут на двух MEC-узлах, при λ=0,05 значение штрафа составляет

$$\lambda\sum_{i=1}^{N} x_i(t)=0{,}05\cdot 2=0{,}1 \text{ запросов.}$$

Следовательно, значение целевой функции составляет

$$F_{\text{total}}(S,t_1)=1{,}535+0{,}1=1{,}635 \text{ запросов.}$$

Для ограничения числа изменений размещения сервиса при небольших колебаниях нагрузки в целевую функцию вводится коэффициент γ, характеризующий стоимость изменения размещения:

Таблица 1
Распределение интенсивности запросов в интервалах времени t_1, t_2 и t_3

Узел	$D(t_1)$, запросов/с	$D(t_2)$, запросов/с	$D(t_3)$, запросов/с
1	5	5	5
2	10	10	10
3	20	20	20
4	25	25	25
5	15	15	15
6	10	10	10
7	20	38	54
8	30	12	12
9	35	35	19
10	15	15	15
11	25	25	25
12	20	20	20

Таблица 2
Значения задержки обслуживания и вклад узлов в целевую функцию при размещении сервиса на узлах 4 и 9 в интервале t_1

Узел i	$d(i,S)$, с	$L_i(S,t_1)$, с	$D_i(t_1)L_i(S,t_1)$, запросов
1	0,01	0,012	0,06
2	0,01	0,012	0,12
3	0,05	0,007	0,14
4	0	0,002	0,05
5	0,05	0,007	0,105
6	0,01	0,012	0,12
7	0,01	0,012	0,24
8	0,05	0,007	0,21
9	0	0,002	0,07
10	0,05	0,007	0,105
11	0,05	0,007	0,175
12	0,05	0,007	0,14

$$\gamma\sum_{i=1}^{N}\left|x_i(t)-x_i(t-1)\right|,$$

где $(t-1)$ – предыдущий срез нагрузки; $x_i(t)$ – переменная размещения сервиса на узле i. Значение γ

определяется относительно размещения сервиса в предыдущем срезе (например, $S(t_1)$ при переходе к срезу на интервале t_2), поэтому соответствующий штраф добавляется в целевую функцию для интервалов t_2 и t_3.

Рассмотрим два случая изменения интенсивности запросов по узлам сети. На интервале t_2 миграция экземпляра сервиса при интенсивности запросов $D(t_2)$ (см. табл. 2) оказывается невыгодной с учётом стоимости изменения размещения γ. На интервале t_3 при интенсивности $D(t_3)$ (см. табл. 1) миграция оказывается выгодной даже с учётом γ.

Таким образом, итоговая динамическая целевая функция $F_{\text{динам}}$ состоит из трёх слагаемых:

$$F_{\text{динам}}(S,t)=\sum_{i=1}^{N}D_i(t)\,L_i(S,t)+\lambda\sum_{i=1}^{N}x_i(t)+\gamma\sum_{i=1}^{N}\left|x_i(t)-x_i(t-1)\right|,$$

где $\sum_{i=1}^{N}D_i(t)\,L_i(S,t)-$ определяет качество обслуживания; $\lambda\sum_{i=1}^{N}x_i(t)-$ условная стоимость содержания развернутых экземпляров сервиса; $\gamma\sum_{i=1}^{N}\left|x_i(t)-x_i(t-1)\right|-$ сумма штрафов за все изменения переменных размещения.

На интервале t_2 пространственное распределение интенсивности запросов изменяется согласно табл. 1. Для нового среза нагрузки оптимальным без учёта γ является размещение в узлах 4 и 11 (как показано на рис. 6), однако с учётом γ размещение сохраняется в узлах 4 и 9. Для принятия решения о миграции сравнивается выигрыш от нового размещения (миграция одного экземпляра сервиса с узла 9 на узел 11) со штрафом за изменение размещения.

Приведём расчёт для варианта с миграцией в узлы 4 и 11 (табл. 3), расчёт варианта с размещением в узлах 4 и 9 опустим и приведём только результат для сравнения.

Рисунок 5
Результаты расчета целевой функции для разных наборов узлов для $D(t_1)$

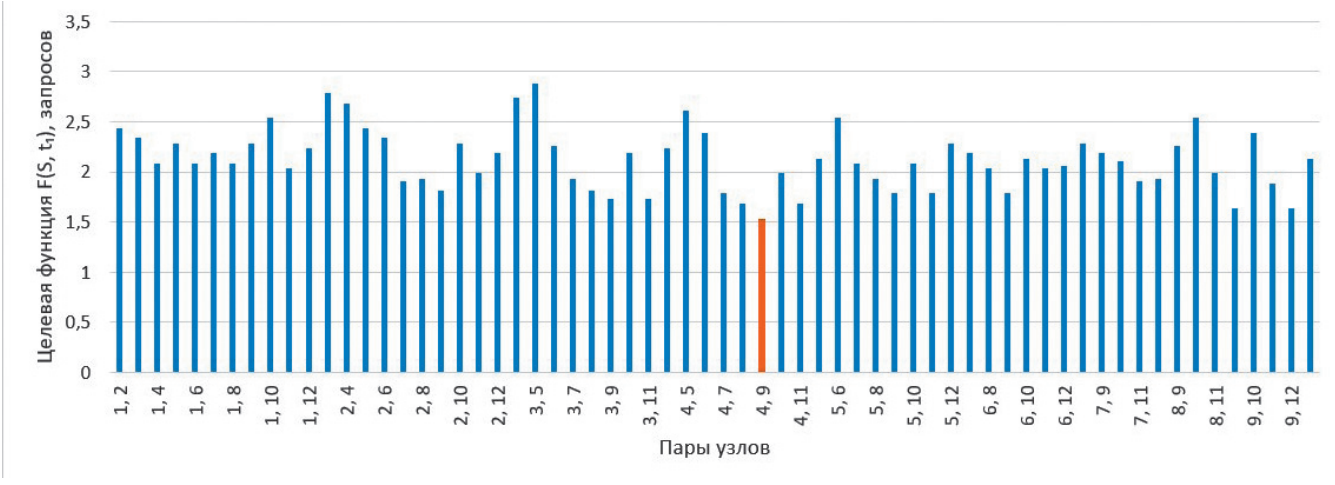
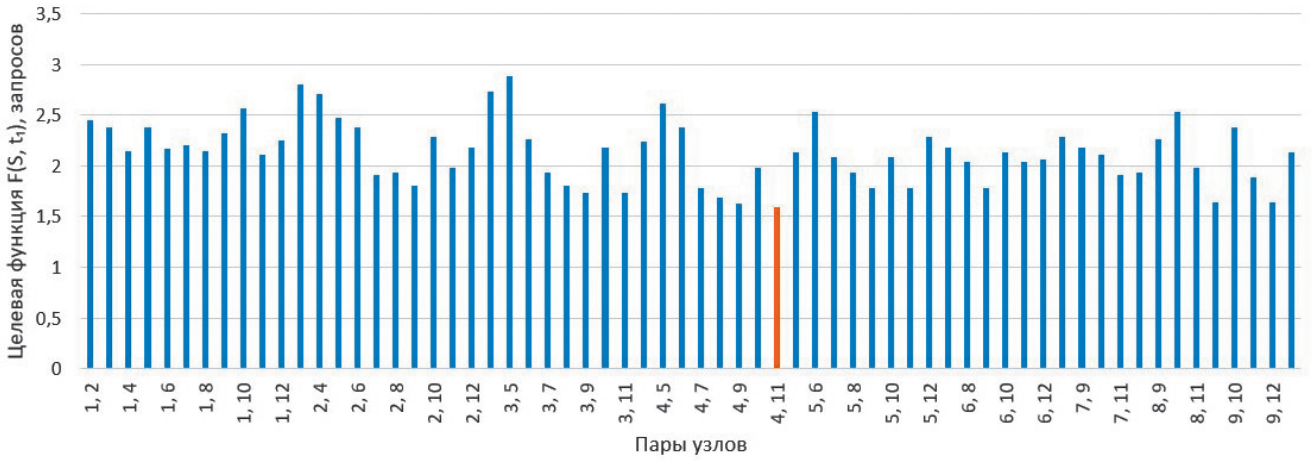


Рисунок 6
Результаты расчета целевой функции для разных наборов узлов для $D(t_2)$



Тогда целевая функция будет равна

$$F(S,t_2)=\sum_{i=1}^{N}D_i(t_2)\,L_i(S,t_2)=1{,}595 \text{ запросов.}$$

Значения базовой целевой функции для сравнения при выборе узлов {4,9} интенсивности исходного среза $D(t_1)$ и интенсивности актуального среза $D(t_2)$:

$F(\{4,9\},t_1)=1{,}535$ запросов;

$F(\{4,9\},t_2)=1{,}625$ запросов

и набора узлов {4,11}, релевантных по минимальному значению целевой функции для текущего среза:

$F(\{4,11\},t_2)=1{,}595$ запросов.

С учетом условной стоимости содержания нескольких экземпляров сервиса значение целевых функции для двух наборов узлов:

$F_{\text{total}}(S,t_2)=1{,}595+0{,}1=1{,}695$ запросов, для $F(\{4,11\},t_2)$;

$F_{\text{total}}(S,t_2)=1{,}625+0{,}1=1{,}725$ запросов, для $F(\{4,9\},t_2)$.

Следовательно, при переходе от среза $D(t_1)$ к срезу $D(t_2)$ без учёта γ должна произойти миграция одного экземпляра сервиса с узла 9 на узел 11, поскольку выигрыш составляет

$\Delta F_{\text{total}}(t_2)=F(\{4,9\},t_2)-F(\{4,11\},t_2)=1{,}725-1{,}695=0{,}03$ запросов.

Однако, начиная со среза $D(t_2)$, учитывается коэффициент γ, ограничивающий миграции при незначительном смещении оптимальных узлов. Примем $\gamma=0{,}05$ запросов за стоимость одной операции изменения значения x_i. При миграции одного экземпляра сервиса значение x_9 меняется с 1 на 0, а значение x_{11} – с 0 на 1, т.е. происходят два изменения. Тогда штраф за изменение размещения составляет $2\gamma=0{,}10$ запросов. С учетом этого проведем перерасчет по формуле $F_{\text{динам}}(S,t)$:

$F_{\text{динам}\{4,11\}}(S,t_2)=1{,}595+0{,}1+0{,}1=1{,}795$ запросов;

$F_{\text{динам}\{4,9\}}(S,t_2)=1{,}595+0{,}1+0=1{,}695$ запросов.

Поскольку $F_{\text{динам}\{4,11\}}(S,t_2)\geq F_{\text{динам}\{4,9\}}(S,t_2)$, то миграция невыгодна, и размещение сохраняется в узлах 4 и 9.

Далее рассмотрим срез $D(t_3)$ (см. табл. 1). Учитывая перераспределение нагрузки, самыми эффективными узлами для размещения сервиса станут узлы 4 и 7 согласно значениям, полученным по результатам вычислений, представленных на рис. 7.

В данном примере интенсивность запросов смоделирована так, что миграция с узлов 4 и 9 на узлы 4 и 7 оказывается выгодной как без учёта γ, так и с его учётом. Перейдём к расчёту (табл. 4). При размещении сервиса в узлах 4 и 7 (результат суммирования последнего столбца табл. 4):

$$F(S,t_3)=\sum_{i=1}^{N}D_i(t_3)\,L_i(S,t_3)=1{,}535 \text{ запросов.}$$

В сравнении с результатами для узлов 4 и 9 в первом и последнем интервале:

$F(\{4,9\},t_1)=1{,}535$ запросов;

Таблица 3

Значения целевой функции для размещения сервиса на узлах 4 и 11 на интервале t_2

Узел	$D_i(t_2)$, запросов/с	$d(i,S)$, с	$L_i(S,t_2)$, с	$D_i(t_2)L_i(S,t_2)$, запросов
1	5	0,005	0,007	0,035
2	10	0,01	0,012	0,12
3	20	0,005	0,007	0,14
4	25	0	0,002	0,05
5	15	0,005	0,007	0,105
6	10	0,01	0,012	0,12
7	38	0,005	0,007	0,266
8	12	0,01	0,012	0,144
9	35	0,005	0,007	0,245
10	15	0,01	0,012	0,18
11	25	0	0,002	0,05
12	20	0,005	0,007	0,14

Таблица 4

Значения целевой функции для размещения сервиса на узлах 4 и 7 на интервале t_3

Узел	$D(t_3)$, запросов/с	$d(i,S)$, с.	$L_i(S,t_3)$, с	$D_i(t_3)L_i(S,t_3)$, запросов
1	5	0,010	0,012	0,06
2	10	0,010	0,012	0,12
3	20	0,005	0,007	0,14
4	25	0	0,002	0,05
5	15	0,005	0,007	0,105
6	10	0,005	0,007	0,07
7	54	0	0,002	0,108
8	12	0,005	0,007	0,084
9	19	0,010	0,012	0,228
10	15	0,015	0,017	0,255
11	25	0,005	0,007	0,175
12	20	0,005	0,007	0,14

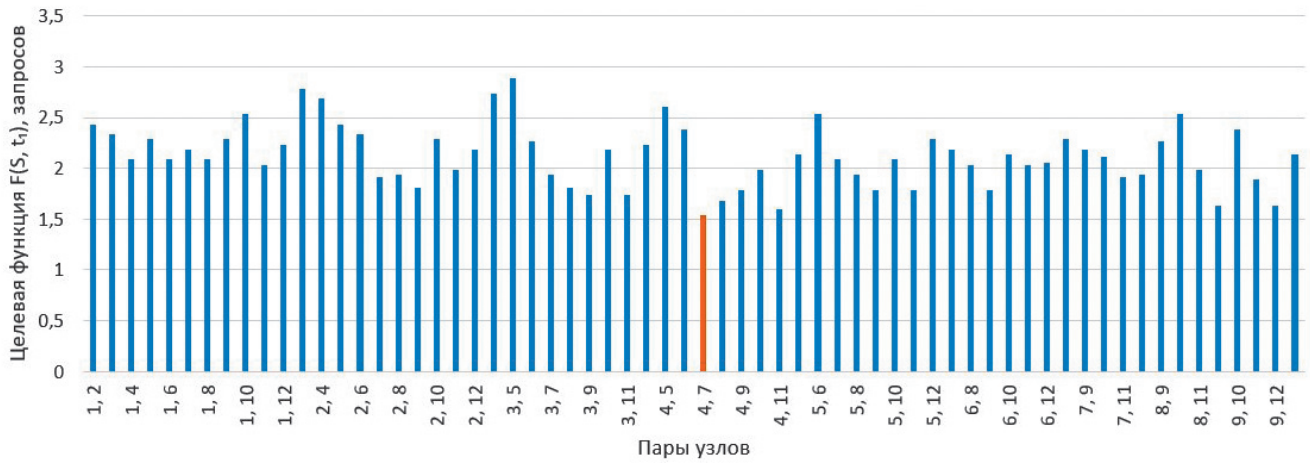
$F(\{4,9\},t_3)=1{,}785$ запросов (согласно рис. 7).

С учетом условной стоимости содержания нескольких экземпляров значения для целевых функций двух вариантов использования узлов на интервале t_3 будут составлять:

$F_{\text{total}}(S,t_3)=1{,}535+0{,}1=1{,}635$ запросов, для $F(\{4,7\},t_3)$;

$F_{\text{total}}(S,t_3)=1{,}785+0{,}1=1{,}885$ запросов, для $F(\{4,9\},t_3)$.

Рисунок 7
Результаты расчета целевой функции для разных наборов узлов для $D(t_3)$



Следовательно без учета γ должна произойти миграция одного экземпляра из узла 9 в узел 7 для сохранения желаемого минимума по задержке, так как выигрыш составляет

$\Delta F(t_3)=F(\{4,9\},t_3)-F(\{4,7\},t_3)=1{,}885-1{,}635=0{,}25$.

Возьмем ранее предложенное значение γ и проведем перерасчет по формуле для $F_{\text{динам}}(S,t)$:

$F_{\text{динам}\{4,7\}}(S,t_3)=1{,}535+0{,}1+0{,}1=1{,}735$ запросов;

$F_{\text{динам}\{4,9\}}(S,t_3)=1{,}785+0{,}1+0=1{,}885$ запросов.

В результате вычислений при полученном неравенстве $F_{\text{динам}\{4,7\}}(S,t_3)\le F_{\text{динам}\{4,9\}}(S,t_3)$ можно сделать вывод, что миграция выгодна.

АРХИТЕКТУРА ПРЕДИКТИВНОГО РАЗМЕЩЕНИЯ MEC-СЕРВИСА

Разработанная математическая модель определяет оптимальное размещение экземпляров востребованного сервиса с учетом текущего распределения нагрузки и задержек между узлами сети. Для перехода от статического расчета к работе в реальной сети необходимо дополнить модель механизмом прогнозирования изменения интенсивности запросов и взаимодействия с системой управления MEC-инфраструктурой [23]. В предлагаемой архитектуре ML-модуль размещается централизованно совместно с графовой моделью и MEC-оркестратором в вычислительном центре оператора. Централизованный вариант позволяет ML-модулю получать сведения о состоянии всех рассматриваемых БС и учитывать пространственное распределение нагрузки по сети. От каждой БС поступают данные мониторинга, на основе которых формируется временной ряд интенсивности запросов к рассматриваемому сервису. На первом этапе ML-модель на основании исторических данных прогнозирует будущую интенсивность запросов:

$$X_i(t-T:t)\to \hat{D}_i(t+\Delta t),$$

где $X_i(t-T:t)$ – исторические данные мониторинга узла i; $\hat{D}_i(t+\Delta t)$ – прогнозируемая интенсивность запросов к сервису.

На втором этапе прогнозные значения передаются графовой модели. Она определяет целесообразное множество MEC-узлов размещения сервиса с использованием целевой функции, рассмотренной в предыдущем разделе. Таким образом, ML-модель отвечает за прогноз изменения нагрузки, а графовая модель – за выбор размещения сервиса.

После определения нового размещения модель передает решение MEC-оркестратору. Оркестратор проверяет доступность вычислительных ресурсов на выбранном MEC-сервере и инициирует развертывание либо миграцию экземпляра сервиса. При миграции на другой узел передаются необходимые программные компоненты и данные, после чего выполняется запуск нового экземпляра сервиса и проверка его готовности.

После успешного развертывания необходимо обеспечить направление пользовательского трафика к новому экземпляру сервиса. Оркестратор инициирует обновление соответствующих механизмов маршрутизации и обслуживания пользовательского трафика в транспортной и пакетной инфраструктуре сети. Интерфейс X2 между базовыми станциями может использоваться для координации их взаимодействия и, в соответствующих сценариях, для временной передачи пользовательского трафика.

Таким образом, процесс принятия решения состоит из четырех основных этапов: сбор данных о состоянии сети, прогнозирование нагрузки ML-моделью, выбор оптимального размещения графовой моделью и выполнение решения MEC-оркестратором. Такая

последовательность позволяет перейти от реактивного размещения сервиса по заранее заданным порогам к предиктивному управлению, при котором размещение определяется с учетом ожидаемого изменения нагрузки и состояния всей рассматриваемой сети.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача проактивного размещения и миграции экземпляров востребованного MEC-сервиса в сети базовых станций LTE, представленной в виде неориентированного взвешенного графа, в котором вершины соответствуют базовым станциям с MEC-серверами, а ребрам сопоставляются задержки передачи данных между узлами [24, 25]. Предложена математическая модель динамического размещения сервиса, основанная на минимизации нагрузочно-взвешенной задержки обслуживания с учетом количества одновременно развернутых экземпляров и стоимости изменения их размещения. В модели параметр λ задаёт штраф за активацию дополнительного экземпляра сервиса, а параметр γ – штраф за изменение размещения между последовательными срезами нагрузки. Такой подход позволяет формализовать компромисс между снижением задержки обслуживания, количеством используемых MEC-ресурсов и стабильностью размещения сервисов. В отличие от реактивных подходов, основанных на заранее заданных порогах сетевых параметров, предложенный метод предусматривает использование ML-модели для прогнозирования будущей интенсивности запросов к сервису. Прогнозируемое распределение нагрузки передается графовой модели, которая определяет целесообразное размещение сервиса с учетом состояния всей рассматриваемой сети. Численный эксперимент показывает, что изменение пространственного распределения нагрузки может приводить к изменению оптимального размещения сервиса, однако миграция выполняется только в случае, когда выигрыш от снижения нагрузочно-взвешенной задержки превышает стоимость изменения размещения. Интеграция ML-модуля, графовой модели и MEC-оркестратора формирует последовательный механизм автоматизированного прогнозирования, принятия решения и выполнения миграции сервиса. Предложенный подход обеспечивает адаптивное управление размещением MEC-сервисов и позволяет учитывать как изменение нагрузки в сети, так и необходимость ограничения избыточных миграций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mobile internet traffic as a percentage of total web traffic in selected countries in 2025 / Statista (сайт). – https://www.statista.com/statistics/430830/share-of-mobile-internet-traffic-countries/ (дата обращения: 29.04.2026).

2. Финансовые результаты МКПАО «Яндекс» за 2025 год. – https://yastatic.net/s3/ir-docs/docs/2025/q4/fc756ee95baa6fa171ee77ac733d52be/Инфографика_4_кв_2025.png (дата обращения: 29.04.2026).

3. Ozon объявляет финансовые результаты за четвертый квартал 2025 года и 2025 год. – https://ir.ozon.com/ru/sth/ozon-obyavlyaet-finansovye-rezultaty-za-chetvertyy-kvartal-2025-goda-i-2025-god-18833bbf (дата обращения: 20.04.2026).

4. Sberbank reports 4Q 2025 and FY 2025 IFRS results. – https://www.sberbank.com/ru/investor-relations/groupresults/ifrs_february26_reporting_for_the_4th_quarter (дата обращения: 20.04.2026).

5. Portillo, F. Analysis of channel quality reporting mechanisms and their impact into 4G and beyond technologies / F. Portillo, J. Oscar / Uniersidad del Pais Vasco. Scientific Production Portal (сайт). – https://ekoizpen-zientifikoa.ehu.eus/documentos/5ecb7f6929995213152 02a53?lang=en.

6. ГОСТ Р 71851.1-2025. Граничные вычисления с множественным доступом. Часть 1. Термины и определения.

7. ГОСТ Р 71851.6-2025. Информационные технологии. Граничные вычисления с множественным доступом. Часть 6. Сценарии предоставления услуг.

8. ETSI GS MEC 003 V3.1.1 (2022-03). Multi-access Edge Computing (MEC); Framework and Reference Architecture. – https://www.etsi.org/deliver/etsi_gs/MEC/001_099/003/03.01.01_60/gs_MEC003v030101p.pdf.

9. ETSI TS 123 003 V18.7.0 (2024-09). Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; 5G; Numbering, addressing and identification. – https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/123000_123099/123003/18.07.00_60/ts_123003v180700p.pdf.

10. 3GPP TR 36.913. Requirements for Further Advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-ULTRA) (LTE-Advanced) (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.913/36913-j00.zip (дата обращения: 29.04.2026).

11. 3GPP TS 36.300. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall Description; Stage 2 (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.300/36300-j10.zip (дата обращения: 29.04.2026).

12. 3GPP TS 36.401 V19.0.0 (2025-09). Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Architecture Description (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.401/36401-j00.zip (дата обращения: 29.04.2026).

13. 3GPP TS 23.401. General Packet Radio Service (GPRS) enhancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) access (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.401/23401-j50.zip (дата обращения: 29.04.2026).

14. 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-j30.zip (дата обращения: 29.04.2026).
15. 3GPP TS 36.212. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.212/36212-j30.zip (дата обращения: 29.04.2026).
16. IEEE 1914.3-2023. IEEE Standard for Radio over Ethernet Encapsulations and Mappings. – https://ieeexplore.ieee.org/document/10462042 (дата обращения: 29.04.2026).
17. 3GPP TS 23.203. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Policy and Charging Control Architecture (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.203/23203-j20.zip (дата обращения: 29.04.2026).
18. 3GPP TS 24.008. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Mobile Radio Interface Layer 3 Specification; Core Network Protocols; Stage 3 (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/24_series/24.008/24008-j50.zip (дата обращения: 29.04.2026).
19. 3GPP TS 36.413. Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); S1 Application Protocol (S1AP) (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.413/36413-j10.zip (дата обращения: 29.04.2026).
20. 3GPP TS 29.212. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Policy and Charging Control (PCC) over Gx/Sd Reference Point (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/29_series/29.212/29212-j10.zip (дата обращения: 29.04.2026).
21. Чекалов, Д.А. Модель миграции сервиса на MEC-сервер базовой станции LTE на базе сетевых характеристик: выпускная квалификационная работа магистра: 11.04.02 / Д.А. Чекалов. – СПб.: СПбГУТ, 2025. – 119 с.
22. Обухов, С.А. Роль оптических беспроводных технологий связи в сетях 5G, 6G / С.А. Обухов, В.С. Елагин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2022. – Т. 10, № 2. – С. 14-24.
23. Чипсанова, Е.В. Методы распределения ресурсов концепции мобильных граничных вычислений / Е.В. Чипсанова, В.С. Елагин // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2024. – Т. 16, № 1. – С. 4-13.
24. Чан, Т.З. Размещение воздушных базовых станций в трёхмерной сети для поддержки наземного сегмента / Т.З. Чан, А.Е. Кучерявый // Электросвязь. – 2025. – № 3. – С. 17-25. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.65.3.003.
25. Парамонов, А.И. Оценка эффективности метода маршрутизации, использующего серый реляционный анализ / А.И. Парамонов, А.В. Марочкина, И. Е. Никульский // Электросвязь. – 2024. – № 4. – С. 25-28. – DOI: 10.34832/ELSV.2024.53.4.003.

Получено 17.07.2026;
принято к печати 23.07.2026

Graph model and method of dynamic placement and migration of services in the MEC network implemented in the mobile network

V.S. Elagin, The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), department of infocommunication systems, associate professor, Ph.D.; v.elagin@sut.ru
D.A. Chekalov, SPbSUT, postgraduate; chekslovda.psk@gmail.com
N.M. Redrugina, SPbSUT, department of infocommunication systems, associate professor, Ph.D.; redrugina.nm@sut.ru

Abstract. The article examines the problem of dynamic placement and migration of in-demand services in a Multi-access Edge Computing (MEC) network deployed on the basis of an LTE network. A graph model of a network of base stations connected by an X2 interface is proposed, in which each network node corresponds to a MEC server. The weights of the graph edges are based on the data transmission delay values between base stations. To assess the network state, the node load indicators and the request intensity for the service under consideration are taken into account. A method for selecting the optimal MEC server has been developed based on minimizing the total load-weighted service delay. To account for changes in the network state over time, a machine learning algorithm is used to predict future service demand based on historical data. Based on the predicted values, the need to change the current service placement is determined. A penalty for migration has been introduced into the objective function, which makes it possible to limit the frequency of service movement between MEC servers. The proposed model ensures that the service deployment adapts to changes in the network load without the need for its constant deployment on all MEC servers. The effectiveness of the proposed method is evaluated based on service delay indicators, the number of migrations, and the distribution of load among network nodes.

Keywords: MEC technologies, eNodeB, base station, ML algorithms, 4G LTE Advanced, graph model.
For citation: Elagin, V.S. Graph model and method of dynamic placement and migration of services in the MEC network implemented in the mobile network / V.S. Elagin, D.A. Chekalov, N.M. Redrugina // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 58-70. (in russian)

REFERENCES

1. Mobile internet traffic as a percentage of total web traffic in selected countries in 2025 / Statista (website). – https://www.statista.com/statistics/430830/share-of-mobile-internet-traffic-countries/.

2. Financial results of PJSC Yandex for 2025. – https://yastatic.net/s3/ir-docs/docs/2025/q4/fc756ee95baa6fa171ee77ac733d52be/Инфографика_4_кв_2025.png. (in russian)

3. Ozon announces financial results for the fourth quarter of 2025 and full year 2025. – https://ir.ozon.com/ru/sth/ozon-obyavlyaet-finansovye-rezultaty-za-chetvertyy-kvartal-2025-goda-i-2025-god-18833bbf. (in russian)

4. Sberbank reports 4Q 2025 and FY 2025 IFRS results. – https://www.sberbank.com/ru/investor-relations/groupresults/ifrs_february26_reporting_for_the_4th_quarter.

5. Portillo, F. Analysis of channel quality reporting mechanisms and their impact into 4G and beyond technologies / F. Portillo, J. Oscar / Uniersidad del Pais Vasco. Scientific Production Portal (website). – https://ekoizpen-zientifikoa.ehu.eus/documentos/5ecb7f692999521315202a53?lang=en.

6. GOST R 71851.1-2025. Multi-access Edge Computing. Part 1. Terms and definitions. (in russian)

7. GOST R 71851.6-2025. Information technology. Multi-access Edge Computing. Part 6. Service scenarios. (in russian)

8. ETSI GS MEC 003 V3.1.1 (2022-03). Multi-access Edge Computing (MEC); Framework and Reference Architecture. – https://www.etsi.org/deliver/etsi_gs/MEC/001_099/003/03.01.01_60/gs_MEC003v030101p.pdf.

9. ETSI TS 123 003 V18.7.0 (2024-09). Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; 5G; Numbering, addressing and identification. – https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/123000_123099/123003/18.07.00_60/ts_123003v180700p.pdf.

10. 3GPP TR 36.913. Requirements for Further Advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-ULTRA) (LTE-Advanced) (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.913/36913-j00.zip.

11. 3GPP TS 36.300. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall Description; Stage 2 (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.300/36300-j10.zip.

12. 3GPP TS 36.401 V19.0.0 (2025-09). Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Architecture Description (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.401/36401-j00.zip.

13. 3GPP TS 23.401. General Packet Radio Service (GPRS) enhancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN) access (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.401/23401-j50.zip.

14. 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-j30.zip.

15. 3GPP TS 36.212. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.212/36212-j30.zip.

16. IEEE 1914.3-2023. IEEE Standard for Radio over Ethernet Encapsulations and Mappings. – https://ieeexplore.ieee.org/document/10462042.

17. 3GPP TS 23.203. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Policy and Charging Control Architecture (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.203/23203-j20.zip.

18. 3GPP TS 24.008. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Mobile Radio Interface Layer 3 Specification; Core Network Protocols; Stage 3 (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/24_series/24.008/24008-j50.zip.

19. 3GPP TS 36.413. Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); S1 Application Protocol (S1AP) (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.413/36413-j10.zip.

20. 3GPP TS 29.212. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Policy and Charging Control (PCC) over Gx/Sd Reference Point (Release 19). – https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/29_series/29.212/29212-j10.zip.

21. Chekalov, D.A. Service Migration Model to an LTE Base Station MEC Server Based on Network Characteristics: Master's Thesis / D.A. Chekalov. – St. Petersburg: SPbSUT, 2025. – 119 p. (in russian)

22. Obukhov, S.A. The role of optical wireless communication technologies in 5G and 6G networks / S.A. Obukhov, V.S. Elagin // Information Technologies and Telecommunications. – 2022. – Vol. 10, No. 2. – P. 14-24. (in russian)

23. Chipsanova, E.V. Resource allocation methods in the concept of mobile edge computing / E.V. Chipsanova, V.S. Elagin // High Technologies in Earth Space Research. – 2024. – Vol. 16, No. 1. – P. 4-13. (in russian)

24. Chan, T.Z. Placement of aerial base stations in a three-dimensional network to support the terrestrial segment / T.Z. Chan, A.E. Kucheryavy // Electrosvyaz. – 2025. – No. 3. – P. 17-25. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.65.3.003. (in russian)

25. Paramonov, A.I. Evaluating the effectiveness of a routing method using gray relational analysis / A.I. Paramonov, A.V. Marochkina, I.E. Nikulsky // Electrosvyaz. – 2024. – No. 4. – P. 25-28. – DOI: 10.34832/ELSV.2024.53.4.003. (in russian)

Математическая модель многопутевой маршрутизации оптических каналов в интегрированной транспортной сети связи

А.П. Бойко, ФГКВОУ ВО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Будённого» МО РФ (ВАС им. С.М. Будённого), докторант кафедры сетей связи и систем коммутации, доцент, к.т.н.; varenyxa89@gmail.com
А.Д. Назаров, ВАС им. С.М. Будённого, адъюнкт кафедры сетей связи и систем коммутации; n.aleks1404@yandex.ru

УДК 621.391.63 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.008

Аннотация. *Предложена математическая модель многопутевой маршрутизации оптических каналов в интегрированной транспортной сети связи, учитывающая техническую задержку при различных режимах работы узлов регенерации. Рассмотрена задача формирования совокупности световых путей, обеспечивающих требуемую суммарную скорость передачи между корреспондирующими узлами при соблюдении ограничений по качеству оптического сигнала, доступности спектрального ресурса и технической задержке. В рамках модели формализован взаимосвязанный выбор маршрутов, режимов работы узлов регенерации, типов оптических сигналов и непрерывных блоков элементарных частотных интервалов. Учитывается возможность разделения маршрута узлами регенерации на прозрачные участки с независимым назначением спектрального ресурса и дополнительной технической задержкой, обусловленной регенерацией оптического сигнала. Для оценки разработанной модели проведено моделирование при различных режимах работы узлов регенерации и состояниях ВОЛС с вычислением вероятности установления требуемого соединения. Результаты моделирования показывают, что применение регенерации расширяет возможности формирования допустимых световых путей, однако сопровождается увеличением технической задержки.*

Ключевые слова: *гибкие оптические сети, многопутевая маршрутизация, световой путь, назначение спектра, регенерация оптического сигнала, техническая задержка.*

Для цитирования: *Бойко, А.П. Математическая модель многопутевой маршрутизации оптических каналов в интегрированной транспортной сети связи / А.П. Бойко, А.Д. Назаров // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 71-78.*

ВВЕДЕНИЕ

Развитие современных телекоммуникационных систем сопровождается ростом требований к пропускной способности транспортных сетей связи и технической задержке передачи данных. Особенно высокие требования предъявляются к сетевой инфраструктуре, обеспечивающей функционирование киберфизических систем, промышленной автоматизации, робототехнических комплексов и других приложений, критичных к своевременности доставки данных. В таких условиях наряду с увеличением пропускной способности актуальной задачей становится сокращение задержки, вносимой транспортной сетью связи [1–4].

Одним из способов её решения является формирование оптических каналов с преимущественной передачей сигнала через транзитные узлы без оптико-электронно-оптического (ОЭО) преобразования. Регенерация оптических сигналов при этом выполняется только в тех узлах, где она необходима для обеспечения требуемого качества передачи. Такой принцип соответствует полупрозрачной архитектуре оптической транспортной сети, занимающей промежуточное положение между полностью прозрачной сетью, в которой ОЭО-преобразование в транзитных узлах отсутствует, и непрозрачной сетью, предусматривающей регенерацию сигнала в каждом транзитном узле. В настоящей работе интегрированная транспортная сеть связи (ИТСС) рассматривается как транспортная сеть с полупрозрачной оптической архитектурой, в которой часть узлов обеспечивает возможность выполнения регенерации и преобразования несущей частоты оптического сигнала. Такой подход позволяет уменьшить задержку обработки в транзитных узлах, однако усложняет задачу управления оптической сетью.

Маршрутизация оптических каналов в этом случае не сводится к выбору топологического маршрута между корреспондирующей парой узлов (КПУ). Формирование соединения требует совместного выбора маршрута, спектрального ресурса в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), типа передаваемого оптического сигнала и режима работы узлов регенерации. При этом допустимость конкретного решения определяется совокупностью физических и спектральных ограничений, включая требуемое отношение оптического сигнала к шуму (Optical Signal-to-Noise Ratio, OSNR), наличие непрерывного частотного ресурса необходимой ширины и возможность преобразования оптического сигнала в узлах регенерации.

В известных моделях [5–10] данная задача рассматривается преимущественно в рамках маршру-

тизации и назначения спектра (Routing and Spectrum Assignment, RSA), а также маршрутизации, выбора формата модуляции и назначения спектра (Routing, Modulation and Spectrum Assignment, RMSA). Вместе с тем непосредственное использование маршрутов, частотных интервалов, типов оптических сигналов и режимов работы узлов регенерации в качестве независимых управляющих параметров приводит к существенному увеличению размерности пространства допустимых решений. При этом значительная часть их возможных комбинаций физически или спектрально нереализуема.

В связи с этим целесообразно предварительно выполнить редукцию исходного множества управляющих параметров посредством последовательного учёта ограничений на физическую и спектральную реализуемость соединений. В результате маршруты, частотные ресурсы, типы оптических сигналов и режимы работы узлов регенерации могут быть представлены единым составным объектом – световым путём [11, 12], характеризующим физически реализуемый маршрут передачи, назначенный ему непрерывный диапазон частот и согласованный с ними тип оптического сигнала с учётом выбранного режима работы узлов регенерации. Такой переход позволяет свести последующее решение задачи управления оптической сетью к выбору элементов из предварительно сформированного множества допустимых световых путей [13, 14].

Целью работы является разработка математической модели многопутевой маршрутизации оптических каналов, обеспечивающей совместный учёт маршрутов, спектрального ресурса, типов оптических сигналов и режимов работы узлов регенерации на основе редукции исходного множества управляющих параметров к множеству допустимых световых путей.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОПУТЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ ОПТИЧЕСКИХ КАНАЛОВ

ИТСС представим неориентированным графом $G=(V,E)$, где $V=\{v_i, i=1, ..., N_v\}$ – множество узлов связи; N_v – количество узлов связи; $E=\{e_{ij}, i, j=1, ..., N_v, i\neq j\}$ – множество ВОЛС между узлами связи. В части узлов связи $V^{\text{рег}} \subseteq V$ допускается выполнение регенерации оптического сигнала и преобразование его несущей частоты. Каждому ребру $e_{ij} \in E$ поставим в соответствие вектор параметров

$$\Lambda(e_{ij}) = \left(\Delta OSNR_{ij}, \tau_{ij}^{\text{р}}, C_{ij}\right),$$

где $\Delta OSNR_{ij}$ – ухудшение OSNR, вносимое ВОЛС $e_{ij} \in E$; $\tau_{ij}^{\text{р}}$ – задержка распространения оптического сигнала вносимая ВОЛС $e_{ij} \in E$; C_{ij} – множество доступных для передачи элементарных частотных интервалов (ЭЧИ) в ВОЛС $e_{ij} \in E$.

Спектральный ресурс ВОЛС представим совокупностью ЭЧИ одинаковой ширины $\Delta f_{\text{эчи}} = 12{,}5$ ГГц. Тогда $C_{ij} \in C$ определяет множество ЭЧИ, доступных для формирования оптических каналов в ВОЛС e_{ij}, где C – спектральный ресурс ИТСС.

Каждой вершине $v_i \in V$ поставим в соответствие вектор параметров

$$\Phi(v_i) = \left(\Delta OSNR_i, \tau_i^{\text{п}}, \tau_i^{\text{рег}}\right),$$

где $\Delta OSNR_i$ – ухудшение OSNR при прохождении оптического сигнала через i-й узел связи; $\tau_i^{\text{п}}$ – задержка прохождения и коммутации оптического сигнала без его ОЭО-преобразования через i-й узел связи; $\tau_i^{\text{рег}}$ – дополнительная задержка, обусловленная выполнением регенерации и, при необходимости, преобразованием несущей частоты в i-ом узле связи. Для узлов связи $V^{\text{рег}} \subseteq V$ принимается $\tau_i^{\text{п}} = 0$.

Для формирования оптических каналов в узлах ИТСС доступно множество типов оптических сигналов $S=\{s_m, m=1, ..., N_m\}$, где N_m – количество типов оптических сигналов. Каждому типу оптического сигнала $s_m \in S$ поставим в соответствие вектор параметров

$$\Psi(s_m) = \left(B_m, Mod_m, OSNR_m^0, OSNR_m^{\text{тр}}\right),$$

где B_m – скорость передачи m-го оптического сигнала; Mod_m – число бит, передаваемых одним символом m-го оптического сигнала; $OSNR_m^0$ – значение OSNR m-го оптического сигнала на выходе оптического передатчика; $OSNR_m^{\text{тр}}$ – минимально допустимое значение OSNR m-го оптического сигнала, при котором обеспечивается требуемое качество передачи. Типы оптических сигналов различаются скоростью передачи, спектральной эффективностью и требованиями к качеству оптического сигнала, что определяет возможность их использования на различных участках маршрута. Будем полагать, что множество S доступно во всех оконечных узлах и узлах регенерации ИТСС.

Для формирования оптических каналов между КПУ ИТСС необходимо совместно определить маршрут передачи, режим работы узлов регенерации, тип оптического сигнала и используемый спектральный ресурс. В соответствии с этим исходное пространство управляющих параметров представим в виде декартова произведения

$$Y = M \times R \times S \times \Delta C, \qquad (1)$$

где M – множество маршрутов между КПУ; R – множество допустимых режимов работы узлов регенерации; S – множество типов оптических сигналов; ΔC – множество непрерывных блоков ЭЧИ, которые могут быть выделены для передачи оптического сигнала.

Элемент $y \in Y$ определяет некоторое сочетание маршрута, режима регенерации, типа оптического сигнала и выделяемого ему спектрального ресурса. Таким образом, непосредственное решение задачи маршрутизации предполагает поиск требуемого сочетания управляющих параметров в пространстве Y.

Однако элементы множеств M, R, S и ΔC не являются независимыми. Возможность использования типа оптического сигнала определяется накопленным ухудшением OSNR на маршруте и выбранным режимом регенерации, а требуемая ширина спектра зависит от скорости передачи данного оптического сигнала и формата его модуляции. В свою очередь, возможность выделения требуемого спектрального ресурса определяется его доступностью и непрерывностью в ВОЛС, образующих соответствующий участок маршрута. При выполнении регенерации маршрут разделяется на прозрачные участки, для каждого из которых условия по OSNR и спектральной непрерывности проверяются независимо.

Вследствие указанных взаимосвязей значительная часть элементов декартова произведения (1) соответствует физически или спектрально нереализуемым сочетаниям управляющих параметров. Поэтому использование множества Y непосредственно в алгоритмах маршрутизации приводит к необходимости многократной проверки одних и тех же ограничений и неоправданному увеличению пространства поиска.

Для устранения указанного недостатка предлагается редуцировать исходное пространство управляющих параметров, предварительно исключив нереализуемые сочетания маршрутов, режимов регенерации, типов оптических сигналов и спектрального ресурса. Результатом редукции является множество $P=\{p_q, q=1, ..., N_p\}$, элементы которого $p_q \in P$ будем называть световыми путями, где N_p – количество световых путей.

Каждый световой путь $p_q \in P$ представляет собой физически и спектрально реализуемый вариант организации оптического соединения, который объединяет взаимосогласованные значения исходных управляющих параметров. В общем случае световой путь включает маршрут между КПУ, режим работы расположенных на нём узлов регенерации, типы оптических сигналов на образованных прозрачных участках и выделяемые им непрерывные диапазоны частот.

Таким образом, выполняется преобразование

$$M \times R \times S \times \Delta C \to P,$$

после которого задача маршрутизации сводится к выбору световых путей из множества P, а физические и спектральные ограничения учитываются на этапе его формирования.

Для каждой k-ой КПУ $z_k=(v_i, v_j)$ сформируем множество допустимых топологических маршрутов

$$M_k = \left\{\mu_k^t,\ t = 1,\ ...,\ N_k^T\right\},$$

где маршрут $\mu_k^t = (v_i, ..., v_j)$ представляет собой упорядоченную последовательность узлов связи ИТСС, соединяющих начальный v_i и конечный v_j узлы связи k-ой КПУ; N_k^T – количество топологических маршрутов между узами связи k-ой КПУ.

Для каждого маршрута μ_k^t определим подмножество расположенных на нём транзитных узлов связи, в которых технически возможно выполнение регенерации:

$$V_{k,t}^{\text{per}} = V^{\text{per}} \bigcap V(\mu_k^t),$$

где $V(\mu_k^t)$ – множество узлов связи, принадлежащих маршруту μ_k^t.

Режим работы узлов регенерации на маршруте μ_k^t зададим бинарным вектором

$$\mathbf{r}_k^{t,h} = \left(r_1,\ ...,\ r_{N_{k,t}^{\text{per}}}\right),\quad r_i \in \{0,1\},$$

где $r_{N_{k,t}^{\text{per}}}$ – бинарные переменные, такие, что $r_i=1$, если в i-ом узле регенерации выполняется регенерация и/или преобразование частот, и $r_i=0$, если в i-ом узле регенерации осуществляется прозрачная передача (без регенерации и преобразования частот); h – индекс режима работы узлов регенерации на маршруте μ_k^t; $N_{k,t}^{\text{per}}$ – количество узлов регенерации на маршруте μ_k^t. Совокупность возможных режимов для маршрута обозначим

$$R_k^t = \left\{\mathbf{r}_k^{t,h},\ h = 1,\ ..., N_{k,t}^R\right\},$$

где $N_{k,t}^R$ – количество допустимых режимов работы узлов регенерации на маршруте μ_k^t.

Каждой паре $(\mu_k^t, r_k^{t,h})$ поставим в соответствие реализацию маршрута

$$\tilde{\mu}_k^{t,h} = (\mu_k^t,\ r_k^{t,h}).$$

Активные узлы регенерации разделяют реализацию маршрута на последовательность прозрачных участков

$$\tilde{\mu}_k^{t,h} = (\mu_k^{t,1},\ ..., \mu_k^{t,L_{t,h}}),$$

где $L_{t,h}$ – количество прозрачных участков, на каждом из которых оптический сигнал передаётся без ОЭО-преобразования. Поэтому требования к качеству оптического сигнала и спектральной непрерывности далее могут проверяться независимо для каждого прозрачного участка.

Для каждого прозрачного участка $\mu_k^{t,l}$, где l – номер прозрачного участка, определим суммарное ухудшение отношения мощности оптического сигнала к шуму:

$$\Delta OSNR(\mu_k^{t,l}) = \sum_{e_{ij} \in \mu_k^{t,l}} \Delta OSNR_{ij} + \sum_{v_i \in \mu_k^{t,l}} \Delta OSNR_i.$$

Прозрачный участок считается допустимым для передачи типа оптического сигнала s_m, если выполняется условие

$$OSNR_m^0 - \Delta OSNR(\mu_k^{t,l}) \geq OSNR_m^{\text{тр}}.$$

Таким образом, для каждого прозрачного участка сформируем множество допустимых типов оптических сигналов

$$S(\mu_k^{t,l}) = \left\{ s_m \in S : OSNR_m^0 - \Delta OSNR(\mu_k^{t,l}) \geq OSNR_m^{\text{тр}} \right\}.$$

Если $S(\mu_k^{t,l}) = \varnothing$, то рассматриваемая реализация маршрута исключается из дальнейшего рассмотрения.

Для каждого прозрачного участка доступный спектральный ресурс определяется пересечением множеств ЭЧИ всех входящих в него ВОЛС:

$$C(\mu_k^{t,l}) = \bigcap_{e_{ij} \in \mu_k^{t,l}} C_{ij}.$$

Полученное множество характеризует спектральный ресурс, который может быть использован без нарушения условия спектральной непрерывности.

Для каждого типа оптического сигнала $s_m \in S$ определим требуемое количество ЭЧИ [15]:

$$\omega_m = \left\lceil \frac{B_m}{\Delta f_{\text{эчи}} Mod_m} \right\rceil,$$

где $\lceil \cdot \rceil$ – округление вверх до целого.

Множество допустимых спектральных блоков для передачи сигнала s_m на участке $\mu_k^{t,l}$ определяется как

$$\Delta C(\mu_k^{t,l}, s_m) = \left\{ C_n \subseteq C(\mu_k^{t,l}) : |C_n| = \omega_m \right\},$$

где C_n – непрерывный блок ЭЧИ; n – номер непрерывного блока ЭЧИ.

После выполнения проверки качества передачи и спектральной доступности для каждого прозрачного участка формируется множество согласованных комбинаций $(\mu_k^{t,l}, s_m, \Delta C_n)$.

Объединяя такие комбинации для всех прозрачных участков одной реализации маршрута, получаем световой путь

$$p_q = \left\{ (\mu_k^{t,1}, s_k^{t,1}, \Delta C_k^{t,1}), (\mu_k^{t,2}, s_k^{t,2}, \Delta C_k^{t,2}), ..., (\mu_k^{t,L}, s_k^{t,L}, \Delta C_k^{t,L_{t,h}}) \right\}.$$

В результате световой путь представляет собой совокупность последовательно соединённых оптических сегментов, формирующих полный маршрут передачи между КПУ. Каждый оптический сегмент определяется прозрачным участком маршрута, типом оптического сигнала и выделенным непрерывным диапазоном частот. Таким образом, световой путь содержит всю информацию, необходимую для организации физически реализуемого оптического соединения в полупрозрачной ИТСС.

Формирование множества световых путей позволяет перейти от исходного пространства управляющих параметров к множеству физически реализуемых вариантов организации оптических соединений. Полученные световые пути различаются по эффективности использования спектральных ресурсов сети, задержке передачи, количеству используемых узлов регенерации и другим эксплуатационным характеристикам. Поэтому для последующего выбора и сравнения световых путей необходимо ввести множество оцениваемых показателей, характеризующих качество сформированных решений.

В качестве основных показателей будем рассматривать скорость передачи и техническую задержку, определяемые для отдельных световых путей, направлений связи (между КПУ) и ИТСС в целом.

Каждому световому пути $p_q \in P$ поставим в соответствие скорость передачи $B(p_q)$. Поскольку световой путь может состоять из нескольких прозрачных участков, соединённых узлами регенерации, скорость передачи на всех его участках должна быть одинаковой. Поэтому $B(p_q)=B_m$, где B_m – скорость передачи оптического сигнала, используемого для формирования светового пути p_q.

Для k-ой КПУ обозначим через $P_k^* \in P$ множество выбранных световых путей, совместно используемых для передачи данных. Тогда суммарная скорость передачи между узлами данной КПУ определяется выражением

$$B_k^{\Sigma} = \sum_{p_q \in P_k^*} B(p_q).$$

Условием обеспечения требуемой скорости передачи для k-ой КПУ является

$$B_k^{\Sigma} \geq B_k^{\text{тр}}. \qquad (2)$$

где $B_k^{\text{тр}}$ – требуемая суммарная скорость передачи между узлами k-ой КПУ.

Техническая задержка светового пути определяется суммой задержек распространения сигнала в ВОЛС, задержек его прохождения и коммутации в узлах, а также дополнительных задержек, возникающих при выполнении регенерации:

$$T(p_q) = \sum_{e_{ij} \in \mu_q} \tau_{ij}^{\text{р}} + \sum_{v_i \in \mu_q} \tau_i^{\text{п}} + \sum_{v_i \in \mu_q} r_i \tau_i^{\text{рег}}, \qquad (3)$$

где μ_q – маршрут, соответствующий световому пути p_q; $r_i \in \{0,1\}$ определяет режим работы i-го узла регенерации.

На основе значений технической задержки световых путей, определяемых выражением (3), техническую задержку направления связи определим как максимальную задержку среди используемых световых путей:

$$T_k = \max_{p_q \in P_k^*} T(p_q). \qquad (4)$$

Условием выполнения требования по технической задержке для k-ой КПУ является

$$T_k \leq T_k^{\text{тр}}, \qquad (5)$$

где $T_k^{\text{тр}}$ – максимально допустимая техническая задержка для k-ой КПУ.

С учётом определения технической задержки направления связи (4) в качестве показателя технической задержки ИТСС в целом примем максимальное её значение среди всех рассматриваемых направлений связи:

$$T_{\text{сети}} = \max_{z_k \in Z} T_k, \qquad (6)$$

где Z – множество КПУ в ИТСС.

Выбор показателя (6) обусловлен возможностью его последующего использования в качестве целевой функции при решении оптимизационной задачи маршрутизации. Минимизация $T_{\text{сети}}$ ориентирует выбор световых путей на снижение наибольшей задержки среди направлений связи, что способствует более равномерному распределению сетевых ресурсов и предотвращает улучшение характеристик одних направлений за счёт существенного увеличения задержки в других.

С использованием предложенной математической модели выполним оценку влияния режимов работы узлов регенерации на техническую задержку при многопутевой передаче данных с требуемой суммарной скоростью между корреспондирующими узлами ИТСС.

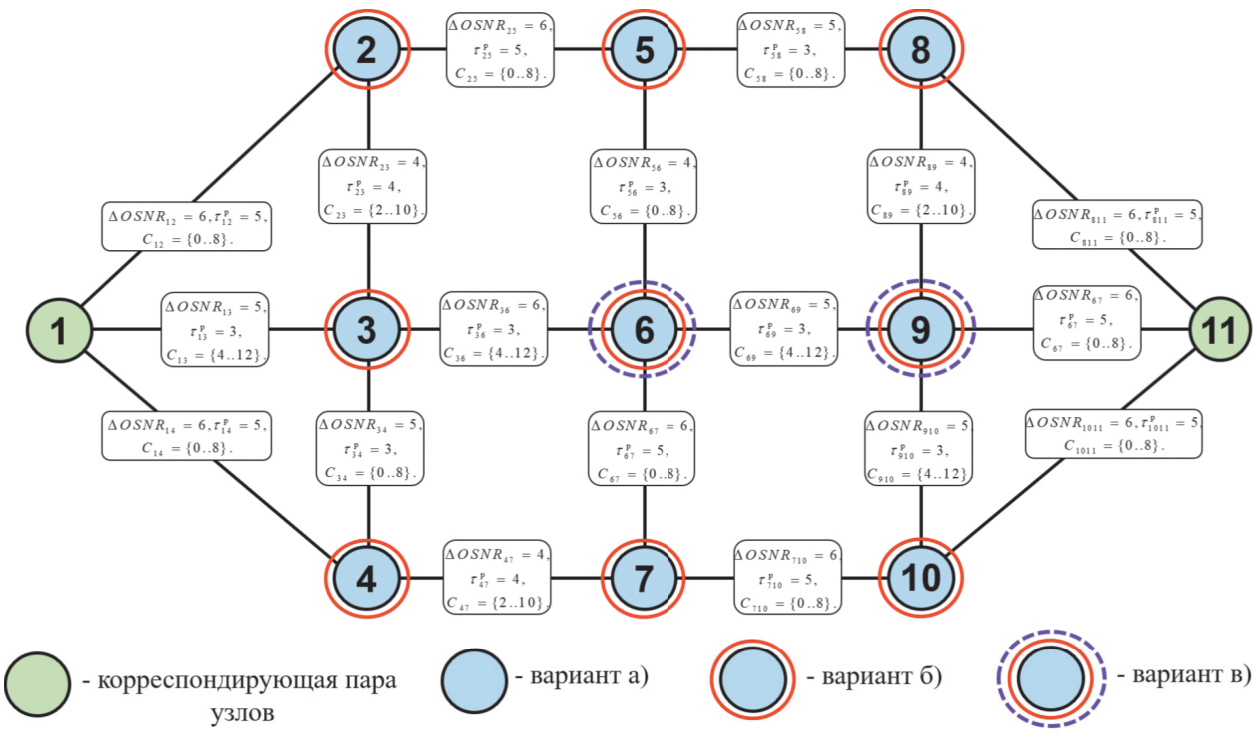
РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для моделирования рассматривалась ИТСС, топология которой представлена на рис. 1. Исследование проводилось для трёх вариантов организации оптической передачи: без активной регенерации оптического сигнала в транзитных узлах; с регенерацией в каждом транзитном узле; с частичной регенерацией, выполняемой только в отдельных транзитных узлах. Рассматриваемые варианты позволили оценить влияние режимов работы узлов регенерации на возможность формирования требуемых соединений и их техническую задержку.

При проведении вычислительного эксперимента в качестве дополнительного показателя, характеризующего своевременность передачи данных в ИТСС, использовалась вероятность установления требуемого соединения $P_{\text{св}}$. Под вероятностью установления требуемого соединения понимается вероятность того, что при заданном состоянии работоспособности ВОЛС между КПУ может быть сформирована совокупность световых путей, обеспечивающая требуемую суммарную скорость передачи при соблюдении ограничения по технической задержке.

Для оценки $P_{\text{св}}$ выполнялся полный перебор рассматриваемых состояний работоспособности ВОЛС. Отказы ВОЛС полагались статистически независимыми, а вероятность каждого состояния определялась произведением вероятностей соответствующих событий сохранения и потери работоспособности линий. Для каждого состояния сети повторно формировалось множество допустимых световых путей и проверялось выполнение требования по суммарной скорости (2) и ограничения по технической задержке (5). Вероятность установления требуемого соединения определялась суммарной вероятностью состояний, в которых указанные требования выполнялись.

Рисунок 1
Сеть без активных узлов регенерации (а); сеть с регенерацией в каждом транзитном узле (б); сеть с частичной регенерацией (в)



На рис. 2 представлены зависимости вероятности установления требуемого соединения от требований к допустимой технической задержке для трёх вариантов организации оптической передачи.

По графику видно, что с увеличением допустимой технической задержки вероятность установления требуемого соединения возрастает, поскольку увеличивается число световых путей, удовлетворяющих ограничению по технической задержке и пригодных для обеспечения требуемой суммарной скорости передачи.

Режим частичной регенерации позволяет учитывать данный компромисс за счёт возможности выбора прозрачного прохождения или регенерации оптического сигнала в отдельных транзитных узлах. В результате расширяется множество доступных вариантов маршрутизации без обязательного внесения дополнительной задержки регенерации в каждом транзитном узле, что обеспечивает более высокую вероятность установления требуемого соединения в рассматриваемом диапазоне $T_k^{\text{тр}}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

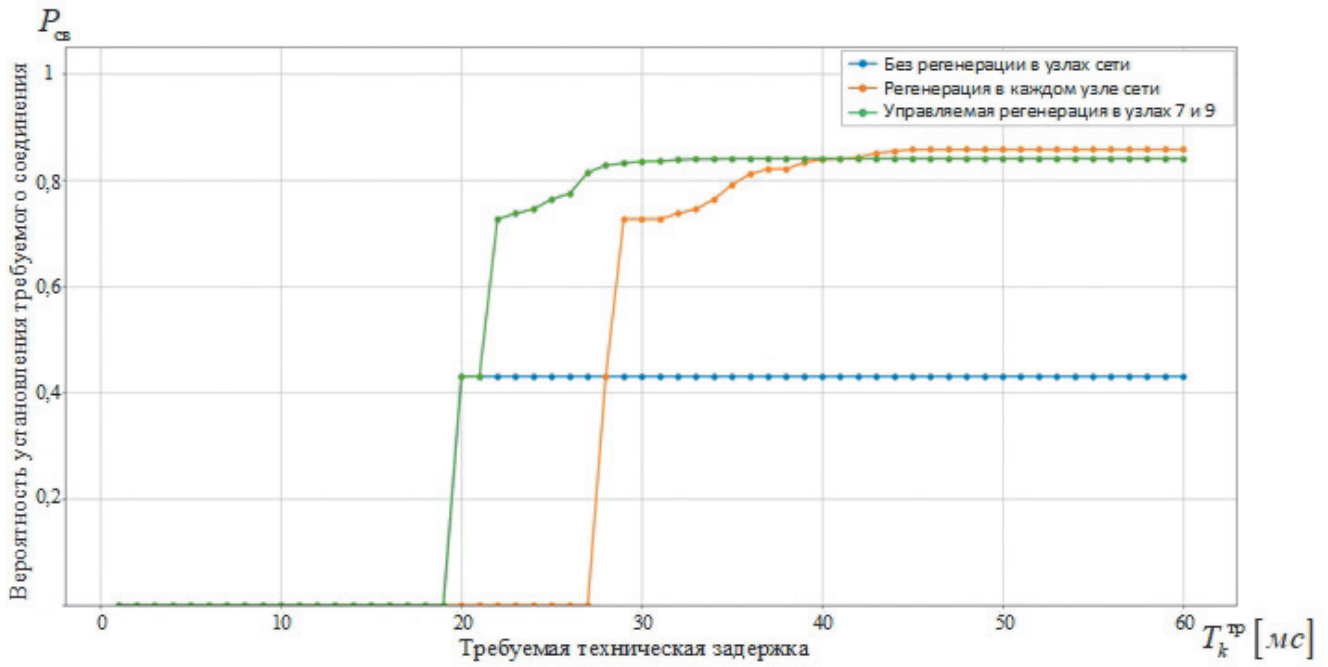
Представленная математическая модель многопутевой маршрутизации оптических каналов в интегрированной транспортной сети связи обеспечивает совместное формирование маршрутов оптических каналов, выбор типов передаваемых оптических сигналов и выделяемого спектрального ресурса, а также определение режимов работы узлов регенерации с учётом ограничений по качеству оптического сигнала, требуемой скорости передачи и технической задержке.

Научная новизна разработанной модели заключается в учёте технической задержки, вносимой узлами ИТСС, в том числе при выполнении регенерации оптического сигнала, и установлении взаимосвязи маршрутов оптических каналов, используемого спектрального ресурса, типов передаваемых оптических сигналов и режимов работы узлов регенерации с показателями скорости передачи и технической задержки. Это позволяет рассматривать режим регенерации не как заранее заданное свойство узла или сети, а как один из взаимосвязанных параметров формирования светового пути.

Результаты моделирования показали, что применение регенерации расширяет возможности формирования требуемых соединений за счёт восстановления параметров оптического сигнала и возможности независимого назначения спектрального ресурса на отдельных прозрачных участках маршрута. Вместе с тем регенерация приводит к дополнительной технической задержке. Использование управляемых режимов работы узлов регенерации позволяет учитывать данный компромисс при формировании световых путей и выбирать варианты передачи в соответствии с заданными требованиями к скорости и технической задержке.

Теоретическая значимость полученных результатов заключается в развитии научно-методического аппарата моделирования многопутевой маршрутиза-

Рисунок 2
Зависимость вероятности установления требуемого соединения от требований к технической задержке



ции оптических каналов на основе совместного учёта маршрута, спектрального ресурса, типа оптического сигнала, режима регенерации и технической задержки как взаимосвязанных параметров формирования допустимого светового пути.

Практическая значимость разработанной модели состоит в возможности её использования в качестве основы для построения алгоритмов управления оптическими транспортными сетями, обеспечивающих совместный выбор маршрутов, распределение спектрального ресурса и назначение режимов работы узлов регенерации при заданных требованиях к скорости передачи, качеству оптического сигнала и технической задержке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чистова, Н.А. Сети связи с ультра малыми задержками и цифровой разрыв в Российской Федерации / Н.А. Чистова, А.С. Бородин, А.Е. Кучерявый // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2021. – Т. 9, № 2. – С. 1-20.

2. Кашкаров, Д.В. Сверхнадежные сети связи с ультра малыми задержками / Д.В. Кашкаров // 77-я научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТОРЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню Радио, 25–29 апреля 2022 года: сборник докладов. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2022. – С. 125-127.

3. Маколкина, М.А. Исследование средней задержки в сетях связи, предоставляющих телемедицинские услуги / М.А. Маколкина, М.В. Шарлаева // Труды учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10, № 3. – С. 59-65.

4. Бойко, А.П. Постановка задачи минимизации сквозной задержки в интегрированной транспортной сети связи с оптической маршрутизацией / А.П. Бойко, А.Д. Назаров // Неделя науки ИЭиТ: Материалы Всероссийской конференции, Санкт-Петербург, 17–22 ноября 2025 года. – СПб.: СПбПУ, 2025. – С. 31-34. – EDN WFZKBU.

5. Lypez, V. Elastic Optical Networks. Architectures, Technologies, and Control / V. Lypez, L. Velasco. – Springer, 2016. – 299 p.

6. Chatterjee, B. Elastic Optical Networks: Fundamentals, Design, Control, and Management / B. Chatterjee, E. Oki. – CRC Press, 2020. – 246 p.

7. Abkenar, F.S. Study and Analysis of Routing and Spectrum Allocation (RSA) and Routing, Modulation and Spectrum Allocation (RMSA) Algorithms in Elastic Optical Networks (EONs) / F.S. Abkenar, A.G. Rahbar // Optical Switching and Networking. – 2017. – Vol. 23. – P. 5-39. – DOI: 10.1016/j.osn.2016.08.003.

8. Ясинский, С.А. Модель оптической транспортной сети на основе выделенного спектрального ресурса / С.А. Ясинский, А.П. Бойко, С.М. Одоевский // Информация и космос. – 2024. – № 1. – С. 16-20. – EDN YHMZYV.

9. Бойко, А.П. Модель оптической транспортной сети специального назначения в условиях деструктивных воздействий / А.П. Бойко, А.А. Шевченко, П.И. Кузин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2025. – № 1. – С. 42-50.

10. Бойко, А.П. Модель оптимального каналообразования в гибких оптических сетях связи / А.П. Бойко, С.М. Одоевский, С.А. Ясинский // Электросвязь. – 2025. – № 2. – С. 17-23. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.64.2.003. – EDN: GPKJHK.

11. Ясинский, С.А. Обобщённая модель светового пути в оптических транспортных сетях на основе реконфигурируемых оптических мультиплексоров ввода/вывода / С.А. Ясинский, А.П. Бойко, С.М. Одоевский // Электросвязь. – 2024. – № 7. – С. 43-48.

12. Бойко, А.П. Модель светового пути в оптических транспортных сетях / А.П. Бойко, П.И. Кузин, Е.И. Кузина // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2024. – № 5-6(191-192). – С. 29-36. – DOI: 10.53816/23061456_2024_5-6_29. – EDN GRYHLN.

13. Патент RU 2867015 C1. Российская Федерация, МПК H04J 14/02, H04Q 11/06. Способ распределения световых путей в гибкой оптической сети связи / Бойко А.П., Журавлев Д.А., Одоевский С.М.; заявитель ФГКВОУ ВО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного» МО РФ. – заявл. 10.02.2026; опубл. 28.07.2026. – EDN DFUCWV.

14. Бойко, А.П. Модель оптимального распределения световых путей в оптических транспортных сетях / А.П. Бойко // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2025. – № 11-12(209-210). – С. 139-151. – DOI: 10.53816/23061456_2025_11-12_139. – EDN KNGFMW.

15. Chatterjee, B.C. Impairment-aware spectrum allocation in elastic optical networks: A dispersion-sensitive approach / B.C. Chatterjee, N. Stol, E. Oki // Optical Fiber Technology. – 2021. – Vol. 61. – article 102431. – DOI: 10.1016/j.yofte.2020.102431.

Получено 13.08.2026;
принято к печати 20.08.2026

Mathematical model of multipath optical channel routing in an integrated transport communication network

A.P. Boyko, S.M. Budyonny's Military Telecommunication Academy, doctoral candidate, Ph.D.; varenyxa89@gmail.com

A.D. Nazarov, S.M. Budyonny's Military Telecommunication Academy, postgraduate; n.aleks1404@yandex.ru.

Abstract. A mathematical model for multipath routing of optical channels in an integrated transport communication network is proposed, taking into account the technical delay associated with different operating modes of regeneration nodes. The problem of establishing a set of lightpaths that provides the required aggregate transmission rate between

communicating nodes is considered subject to constraints on optical signal quality, spectrum resource availability, and technical delay. The model formalizes the joint selection of routes, regeneration node operating modes, optical signal types, and contiguous blocks of elementary frequency slots. It accounts for the possibility of dividing a route by regeneration nodes into transparent segments with independent spectrum allocation and additional technical delay caused by optical signal regeneration. To evaluate the proposed model, simulations were performed for different regeneration node operating modes and fiber-optic link conditions, with the probability of successfully establishing the required connection used as the performance metric. The simulation results show that the use of regeneration extends the capability to establish feasible lightpaths; however, it is accompanied by an increase in technical delay.

Keywords: elastic optical networks, multipath routing, lightpath, spectrum assignment, optical signal regeneration, technical delay.

For citation: Boyko, A.P. Mathematical model of multipath optical channel routing in an integrated transport communication network / A.P. Boyko, A.D. Nazarov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 71-78. (in russian)

REFERENCES

1. Chistova, N.A. Communication networks with ultra-low latency and the digital divide in the Russian Federation / N.A. Chistova, A.S. Borodin, A.E. Koucheryavy // Information Technologies and Telecommunications. – 2021. – Vol. 9, No. 2. – P. 1-20. (in russian)

2. Kashkarov, D.V. Ultra-reliable communication networks with ultra-low latency / D.V. Kashkarov // Proceedings of the 77th Scientific and Technical Conference of the St. Petersburg A.S. Popov Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications, dedicated to Radio Day, April 25–29, 2022. – Saint Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 2022. – P. 125-127. (in russian)

3. Makolkina, M.A. Study of average delay in communication networks providing telemedicine services / M.A. Makolkina, M.V. Sharlaeva // Proceedings of Telecommunication Universities. – 2024. – Vol. 10, No. 3. – P. 59-65. (in russian)

4. Boyko, A.P. Statement of the problem of minimizing end-to-end delay in an integrated transport communication network with optical routing / A.P. Boyko, A.D. Nazarov // Science Week of the Institute of Electronics and Telecommunications: Proceedings of the All-Russian Conference, St. Petersburg, November 17–22, 2025. – St. Petersburg: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 2025. – P. 31-34. – EDN WFZKBU. (in russian)

5. Lypez, V. Elastic Optical Networks. Architectures, Technologies, and Control / V. Lypez, L. Velasco. – Springer, 2016. – 299 p.

6. Chatterjee, B. Elastic Optical Networks: Fundamentals, Design, Control, and Management / B. Chatterjee, E. Oki. – CRC Press, 2020. – 246 p.

7. Abkenar, F.S. Study and Analysis of Routing and Spectrum Allocation (RSA) and Routing, Modulation and Spectrum Allocation (RMSA) Algorithms in Elastic Optical Networks (EONs) / F.S. Abkenar, A.G. Rahbar // Optical Switching and Networking. – 2017. – Vol. 23. – P. 5-39. – DOI: 10.1016/j.osn.2016.08.003.

8. Yasinsky, S.A. Model of an optical transport network based on allocated spectral resources / S.A. Yasinsky, A.P. Boyko, S.M. Odoevsky // Information and Space. – 2024. – No. 1. – P. 16-20. – EDN YHMZYV. (in russian)

9. Boyko, A.P. A model of a special-purpose optical transport network under destructive impacts / A.P. Boyko, A.A. Shevchenko, P.I. Kuzin // Herald of Computer and Information Technologies. – 2025. – No. 1. – P. 42-50. (in russian)

10. Boyko, A.P. Model of optimal channel formation in fl exible optical communication networks / A.P. Boyko, S.M. Odoevsky, S.A. Yasinsky // Electrosvyaz. – 2025. – No. 2. – P. 17-23. (in russian)

11. Iasinskii, S.A. Generalized model of the light path in optical transport networks based on reconfigurable optical input/output multiplexers / S.A. Iasinskii, A.P. Boyko, S.M. Odoevsky // Electrosvyaz. – 2024. – No. 7. – P. 43-48. (in russian)

12. Boyko, A.P. Lightpath model in optical transport networks / A.P. Boyko, P.I. Kuzin, E.I. Kuzina // Military Enginery. Series 16: Counter-Terrorism Technical Devices. – 2024. – No. 5-6(191-192). – P. 29-36. – DOI: 10.53816/23061456_2024_5-6_29. – EDN GRYHLN. (in russian)

13. Patent RU 2867015 C1. Russian Federation, IPC H04J 14/02, H04Q 11/06. Method for lightpath allocation in a flexible optical communication network / Boyko A.P., Zhuravlev D.A., Odoevsky S.M.; applicant S.M. Budyonny Military Telecommunications Academy. – appl. 10.02.2026; publ. 28.07.2026. – EDN DFUCWV. (in russian)

14. Boyko, A.P. Model for optimal lightpath allocation in optical transport networks / A.P. Boyko // Military Enginery. Series 16: Counter-Terrorism Technical Devices. – 2025. – No. 11-12(209-210). – P. 139-151. – DOI: 10.53816/23061456_2025_11-12_139. – EDN KNGFMW. (in russian)

15. Chatterjee, B.C. Impairment-aware spectrum allocation in elastic optical networks: A dispersion-sensitive approach / B.C. Chatterjee, N. Stol, E. Oki // Optical Fiber Technology. – 2021. – Vol. 61. – article 102431. – DOI: 10.1016/j.yofte.2020.102431.

Псевдосинхронизация часов

А.П. Плясовских, АО «НПО «Обуховский завод», главный конструктор средств организации воздушного движения, Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации им. А.А. Новикова, профессор, д.т.н.; al.plyasovskih@yandex.ru

УДК 621.396.96: 629.7 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.009

Аннотация. *Впервые представлен разработанный автором метод псевдосинхронизации часов, позволяющий обеспечить приведение показаний разнесенных в пространстве часов к единому времени эталона с погрешностью до долей наносекунды. Псевдосинхронизация часов принимающих станций многопозиционной системы наблюдения обеспечивает возможность снижения потенциальной погрешности определения координат воздушных судов и транспортных средств до долей метра, т.е. в десятки раз.*

Ключевые слова: *воздушное судно, многопозиционная система наблюдения, МПСН, определение координат объекта, псевдосинхронизация часов, синхронизация часов.*

Для цитирования*: Плясовских, А.П. Псевдосинхронизация часов / А.П. Плясовских // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 79-87.*

ВВЕДЕНИЕ

Международная организация гражданской авиации (ИКАО) поставила задачу разработки средств позиционирования, навигации и синхронизации времени, альтернативных глобальным навигационным спутниковым системам (ГНСС) [1]. Однако эта задача пока в полной мере не решена.

В работе представлен разработанный автором метод псевдосинхронизации часов, позволяющий обеспечить приведение показаний разнесенных в пространстве часов к единому времени эталона с погрешностью до долей наносекунды. Псевдосинхронизация часов разнесенных в пространстве элементов авиационных и космических средств навигации и наблюдения обеспечивает возможность существенного снижения потенциальной погрешности определения координат наблюдаемых объектов (космических аппаратов, воздушных судов, транспортных средств). В работе на примере псевдосинхронизации часов принимающих станций многопозиционной системы наблюдения (МПСН) показано, что этот метод обеспечивает возможность снижения потенциальной погрешности определения координат до долей метра, т.е. в десятки раз. Метод псевдосинхронизации часов разработан с использованием теории аберрации величин движущегося тела, которая подтверждена экспериментально [2–4]. Теория аберрации является первой теорией, альтернативной специальной теории относительности (теория аберрации разработана автором).

ДВЕ КОНЦЕПЦИИ ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ СИСТЕМЫ ОТСЧЕТА

Традиционная общепринятая концепция единого времени системы отсчета основана на использовании набора синхронизированных часов, которые помещены в точки пространства, где требуется определять единое время [5, 6]. При этом синхронизированные неподвижные часы в любой момент показывают наблюдателям, расположенным рядом с этими часами, одно и то же единое время. Будем называть эту концепцию *концепцией единого времени синхронизированных часов*.

Однако единое время системы отсчета можно определить с использованием одних часов отсчета. Для пояснения этого приведем следующий гипотетический пример. Предположим, где-то в космическом пространстве летит космический корабль, выполняющий межпланетный полет. На борт корабля с использованием радиотелеметрии с Земли непрерывно в режиме реального времени передается текущее всемирное координированное время UTC. При этом единое (с земным) время на корабле можно определить как показания земных часов, отображаемые на экране аппаратуры телеметрии, плюс время задержки Δt, которое требуется радиосигналу, чтобы пройти расстояние от Земли до корабля

$$t_{\mathrm{UTC}} = t_{obs} + \Delta t,$$

где t_{obs} – время земных часов, наблюдаемое на экране (индикаторе) телеметрического оборудования кос-

мического корабля (понятие наблюдаемого времени часов впервые введено в теории аберрации величин движущегося тела [2–4]).

При этом для определения на корабле времени UTC наличие собственных часов не требуется.

Этот пример наводит на мысль о возможности определения единого времени системы отсчета с использованием одних часов отсчета.

Концепция единого времени часов отсчета заключается в следующем.

Пусть в точке с координатами (x_0, y_0, z_0) расположены часы отсчета, информация о времени которых передается в другие точки системы с помощью электромагнитного излучения. Тогда в точке с координатами (x, y, z) единое время системы отсчета определяется по формуле:

$$t_u = t_{obs} + \Delta t = \\ = t_{obs} + \frac{1}{c}\sqrt{\left(x - x_0\right)^2 + \left(y - y_0\right)^2 + \left(z - z_0\right)^2}, \quad (1)$$

где t_{obs} – наблюдаемое время часов отсчета в точке с координатами (x, y, z); Δt – время задержки, т.е. время передачи информации от часов отсчета в точку.

Заметим, что единое время системы отсчета, в соответствии с формулой (1) определяется без использования часов, помещенных в точку с координатами (x, y, z) и синхронизированных с часами отсчета. Однако важно отметить, что если в этой точке поместить часы, синхронизированные с часами отсчета, то их показания будут равны времени t_u. Другими словами, концепция единого времени синхронизированных часов и концепция единого времени часов отсчета приводят к одному и тому же результату.

ПСЕВДОСИНХРОНИЗАЦИЯ ЧАСОВ

Введем следующее определение.

Псевдосинхронизация часов – это метод приведения показаний разнесенных в пространстве часов к единому времени эталона, отличающийся от аналогов тем, что темп хода часов и их показания не корректируют; с помощью сигналов, передаваемых от эталона времени определяют параметры функциональной зависимости времени часов от времени эталона, затем показания часов с использованием этой функциональной зависимости приводят единому времени.

Рассмотрим псевдосинхронизацию часов на примере многопозиционной системы наблюдения. МПСН представляет собой систему авиационного наблюдения, принцип определения координат которой заключается в том, что разнесенные в пространстве принимающие станции принимают сообщение от воздушного судна (ВС), после чего по разности времени приема на станции обработки данных определяют координаты ВС. Обязательным условием является высокоточная синхронизация часов приемных станций [7–9].

В документе ИКАО [10] рассмотрены следующие методы синхронизации:

- метод единого времени;
- синхронизация по приемоответчику;
- синхронизация по ГНСС;
- синхронизация по общим видимым спутникам ГНСС.

Метод единого времени предусматривает использование простых приемников и обработку данных на центральной станции. При этом привязка к единому времени осуществляется на центральной станции, приемниками измерение времени приема сообщений от ВС не осуществляется.

При синхронизации с использованием ГНСС часы приемных станций синхронизируют со временем ГНСС. Недостаток синхронизации по ГНСС заключается в том, что из-за помех (в том числе средств радиоэлектронной борьбы) ГНСС могут быть длительное время недоступны.

Синхронизация по приемоответчику предусматривает передачу сигналов опорного времени от приемоответчика, при этом часы принимающих станций синхронизируют по этим сигналам. Передача сигналов опорного времени может осуществляться один раз в секунду. При этом между моментами приема сигналов часы станций уходят, т.е. происходит их рассинхронизация. Девиация кварцевых часов, используемых в приемных станциях МПСН, обусловлена такими факторами как старение кварца, появление микротрещин на защитном покрытии резисторов, конденсаторов, микросхем, плат и других элементах принимающих станций, а также изменение внешних условий (температуры, давления, влажности, электромагнитных полей).

В работе [11] приводятся следующие данные: «Обычно в спецификации указывается годовое старение генератора: например, для 10 МГц это будут величины на уровне $1...5 \cdot 10^{-8}$, а для 100 МГц – $1...5 \cdot 10^{-7}$». Таким образом, только старение кварцевых часов через год их функционирования может приводить к дополнительной погрешности 10...50 нс за секунду – для генератора, генерирующего колебания с частотой 10 МГц, или 100...500 нс за секунду – для генератора на 100 МГц.

При этом если используются часы с высокой нестабильностью, то для обеспечения требуемой точности определения координат требуется высокая частота синхронизации часов принимающих станций. Для компенсации ухода часов из-за изменения температуры требуется использование термостатов, поддерживающих постоянную температуру часов с высокой точностью, что усложняет конструкцию приемных сенсоров и увеличивает потребление электроэнергии.

Псевдосинхронизация часов в МПСН осуществляется следующим образом.

Пусть в МПСН имеется станция единого времени, которая включает стандарт (эталон) времени и передатчик, обеспечивающий передачу импульсных сигналов точного времени в моменты начала каждой очередной секунды. Станция единого времени будет формировать единое время МПСН. Сигналы точного времени могут представлять собой стандартные сообщения радиовещательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В) 1090 ES, которые могут принимать принимающие станции МПСН.

На принимающих станциях в момент приема очередного k-го сигнала $t_{i,k}$ вычисляют единое время системы по формуле, аналогичной (1):

$$t_{u,i,k} = t_{ts,k} + \Delta t_i = \\ = t_{ts,k} + \frac{1}{c}\sqrt{\left(x_i - x_0\right)^2 + \left(y_i - y_0\right)^2 + \left(z_i - z_0\right)^2},$$

где $t_{ts,k}$ – время передачи сигналов от эталона; (x_i, y_i, z_i) – координаты i-ой станции; (x_0, y_0, z_0) – координаты станции единого времени; Δt_i – время распространения сигналов от передатчика до i-ой принимающей станции, определяемое по формуле

$$\Delta t_i = \frac{1}{c}\sqrt{\left(x_i - x_0\right)^2 + \left(y_i - y_0\right)^2 + \left(z_i - z_0\right)^2}.$$

Далее, на каждой i-ой станции накапливают совокупность значений $t_{u,i,k}, t_{i,k}$ (k=1, 2, ..., m), где $t_{u,i,k}$ – момент приема сигнала по эталону; $t_{i,k}$ – момент приема сигнала по часам принимающей станции; m – число сигналов, как представлено на рис. 1.

После этого определяют сглаженную функциональную зависимость времени часов принимающих станций от единого времени, для чего по накопленной совокупности значений времени приема методом наименьших квадратов подбирают параметры a_i и b_i линейной функции

$$t_i = a_i t_u + b_i, \qquad (2)$$

где t_i и t_u – соответственно время часов i-ой станции и время эталона.

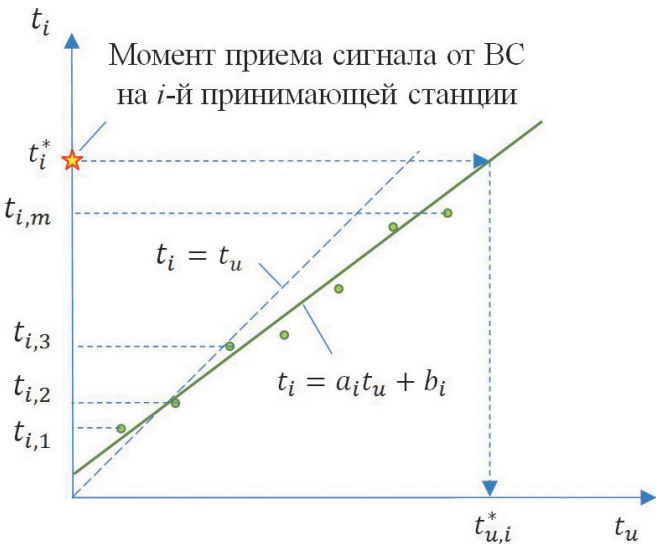
Параметр a_i представляет собой темп хода часов i-ой принимающей станции, а параметр b_i – сдвиг (разность) показаний часов i-ой принимающей станции и эталона в начальный момент времени, т.е. смещение шкал времени станции и эталона в начальный момент t_u=0.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДОСИНХРОНИЗАЦИИ ЧАСОВ В МПСН

Определение координат в МПСН при использовании псевдосинхронизации осуществляется следующим образом.

Наблюдаемый объект (воздушное судно (ВС), транспортное средство) с использованием приемоответчика передает сообщения, содержащие идентификатор объекта, высоту, скорость и другую информацию.

Рисунок 1
Линия истинного хода времени часов i-ой принимающей станции



На i-ых приемных станциях, i=1, 2, 3, 4 (станций должно быть по меньшей мере четыре), принимают сообщения от объекта и определяют моменты приема по часам станций t_i^*.

Далее, на каждой станции рассчитывают моменты единого времени приема сообщений от объекта по формуле, которая следует из (2):

$$t_{u,i}^* = (t_i^* - b_i) / a_i, \qquad (3)$$

где $t_{u,i}^*$ – момент единого времени приема сообщения на i-ой принимающей станции; a_i – темп хода часов на i-ой принимающей станции; b_i – сдвиг (разность) показаний часов i-ой принимающей станции и эталона в начальный момент времени.

После этого определяют координаты объекта решая систему уравнений:

$$\begin{cases} t_{u,1}^* - t_{ts} = \frac{1}{c}\sqrt{\left(x - x_1\right)^2 + \left(y - y_1\right)^2 + \left(z - z_1\right)^2}; \\ t_{u,2}^* - t_{ts} = \frac{1}{c}\sqrt{\left(x - x_2\right)^2 + \left(y - y_2\right)^2 + \left(z - z_2\right)^2}; \\ t_{u,3}^* - t_{ts} = \frac{1}{c}\sqrt{\left(x - x_3\right)^2 + \left(y - y_3\right)^2 + \left(z - z_3\right)^2}; \\ t_{u,4}^* - t_{ts} = \frac{1}{c}\sqrt{\left(x - x_4\right)^2 + \left(y - y_4\right)^2 + \left(z - z_4\right)^2}, \end{cases}$$

где $t_{u,1}^*$, $t_{u,2}^*$, $t_{u,3}^*$, $t_{u,4}^*$ – моменты единого времени приема сообщения на станциях; t_{ts} – неизвестное единое время передачи сигнала от приемоответчика объекта; x, y, z – неизвестные координаты объекта; x_1, y_1, z_1, x_2,

$y_2, z_2, x_3, y_3, z_3, x_4, y_4, z_4$ — координаты приемных станций; c — скорость света.

Решив эту систему известными методами (например, методом наименьших квадратов) можно определить координаты объекта (x, y, z) в момент единого времени t_{ts}.

ОТЛИЧИЕ СИНХРОНИЗАЦИИ ЧАСОВ ПО ПРИЕМООТВЕТЧИКУ И ПСЕВДОСИХРОНИЗАЦИИ

Отличие методов синхронизации часов по приемоответчику и псевдосихронизации поясняется на рис. 2 и 3.

На рис. 2 представлена зависимость времени часов принимающей станции от времени эталона при синхронизации по приемоответчику. По сигналам точного времени, передаваемым от приемоответчика, например, один раз в секунду, осуществляется вычисление разницы времени часов и времени эталона, после чего часы подводят на величину разницы (поправку).

Корректировка времени часов осуществляется скачкообразно. Девиация часов по различным причинам может приводить к погрешности хода (рассинхронизации) 50 нс за секунду и более в моменты, предшествующие корректировке. Это влечет за собой соответствующую погрешность измерения времени приема сообщений от наблюдаемого объекта, что в свою очередь влечет увеличение погрешности измерения координат в МПСН.

Для компенсации девиации часов можно увеличить частоту передачи синхронизирующих сигналов от эталона, что является недостатком в тех случаях, например, когда синхронизирующие сигналы передаются на той же частоте, что и сообщения от наблюдаемых объектов.

На рис. 3 представлен график зависимости времени часов принимающих станций от времени эталона при псевдосинхронизации, которая осуществляется без корректировки хода часов принимающих станций.

В этом методе по ряду сигналов точного времени определяют сглаженную высокоточную функциональную зависимость времени часов принимающих станций от времени эталона. Эта функциональная зависимость обеспечивает возможность перерасчета времени часов принимающих станций в единое время эталона. При этом перечисленные выше факторы (старение кварцевого генератора, изменение внешних условий и прочие) при времени сглаживания 100–1000 с практически не оказывают влияние на точность этой функциональной зависимости, поскольку все эти факторы влияют не на кратковременную нестабильность хода часов, которая характеризуется таким показателем, как девиация Аллана [12], а на их долговременную нестабильность. Графически долговременная нестабильность часов характеризуется углом наклона линии времени часов приемника (см. рис. 3). Этот угол наклона определяется при определении функциональной зависимости времени часов приемника от времени эталона и учитывается при расчете единого времени приема сообщений от наблюдаемого объекта.

Рисунок 2
График зависимости времени часов принимающей станции от времени эталона

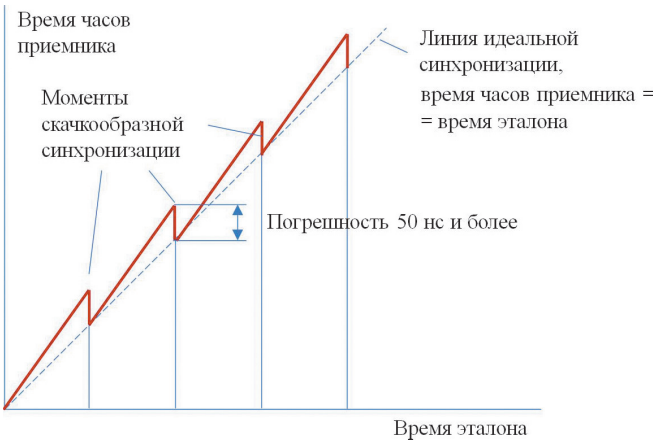
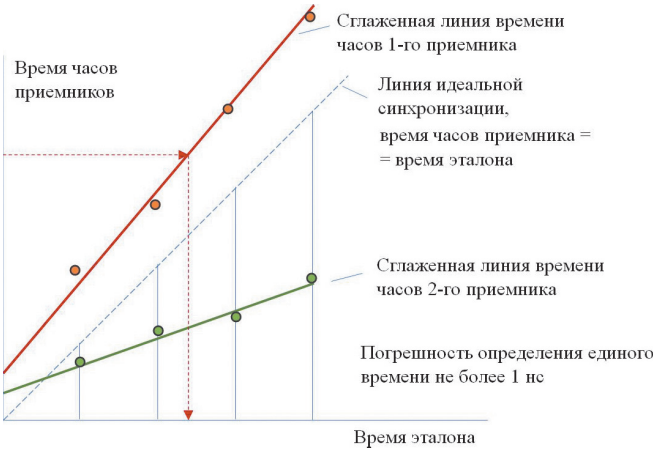


Рисунок 3
Зависимость времени часов принимающих станций от времени эталона при отсутствии корректировки их хода (синхронизации)



В таблице представлены отличительные признаки синхронизации по приемоответчику и псевдосинхронизации.

ТОЧНОСТЬ ПСЕВДОСИНХРОНИЗАЦИИ

Точность псевдосинхронизации характеризуется точностью преобразования времени часов принимающих станций в единое время эталона по формуле (3).

Математическую модель кварцевых часов на интервале времени от нуля до нескольких часов при

Отличительные признаки синхронизации по приемоответчику и псевдосинхронизации

Отличительный признак	Синхронизация по приемоответчику	Псевдосинхронизация
Скачкообразное изменение (корректировка) показаний часов для приведения их к одинаковому значению	используется	не используется
Определение высокоточной сглаженной функциональной зависимости времени часов принимающих станций от времени эталона	не используется	используется
Использование показаний эталона для измерения местоположения объекта	не используется	используется
Порядок определения времени приема сообщения от объекта [1]	сначала часы принимающих станций корректируют и приводят к одинаковому значению, затем по часам этих станций определяют время приема	сначала определяют сглаженную функциональную зависимость времени часов принимающих станций от эталона, затем определяют время приема по единому времени эталона
Какие часы используют для получения результата измерения времени приема сообщения от объекта	часы разных принимающих станций, т.е. несколько **разных** часов	эталон, т.е. **одни** часы
Необходимость термокомпенсации часов для повышения точности (для компенсации ухода часов из-за изменений температуры)	температурная компенсация необходима	не требуется
Учет старения часов [2]	не осуществляется	осуществляется автоматически
Учет девиации часов из-за изменения внешних условий (давления, влажности, электромагнитных полей)	не осуществляется	осуществляется автоматически
Частота сигналов единого времени, требуемая для обеспечения приемлемой точности	несколько Гц или десятков Гц	1 Гц и ниже

Примечания:
[1] Изменение порядка определения времени приема сообщения приводит к качественно новому результату: точность определения времени увеличивается более чем на порядок;
[2] Старение кварцевых часов может привести к дополнительной девиации (погрешности хода) до 30 нс за 1 секунду и более

постоянной температуре можно выразить формулой

$$t(t_u) = t_0 + V_0(t_u - t_{0,u}) + \frac{1}{2}A(t_u - t_{0,u})^2 + E(t_u - t_{0,u}),$$

где $t_0 = t_0(t_{0,u})$ – показание кварцевых часов в начальный момент времени $t_{0,u}$ по эталону; V_0 – скорость (темп) хода часов в начальный момент времени, единица измерения $[V] = \frac{\text{секунда часов}}{\text{секунда эталона}} = c^0$; A – ускорение хода (темпа) часов или темп дрейфа (скорость изменения) частоты кварцевого генератора, вызванного старением и изменением внешних условий (температуры, давления, влажности, электромагнитных полей), единица измерения $[A] = \frac{\text{секунда часов}}{(\text{секунда эталона})^2} = c^{-1}$; $E(t_u - t_{0,u})$ – случайная составляющая хода часов, которая зависит от отклонения Аллана. На интервале времени до одной секунды величина E для кварцевых часов с температурной компенсацией, как правило, меньше 1 нс.

На кратковременных интервалах времени от 1 до 1000 с старение почти не оказывает влияния на ход часов, поэтому можно считать, что кварцевые часы с температурной компенсацией на этом интервале идут равномерно. Другими словами, ускорение хода часов A при этом равно нулю. При этом систематическая составляющая хода часов характеризуется постоянным темпом хода часов V, графически систематическая составляющая отображается прямой линией, наклон которой к оси абсцисс характеризуется величиной V. При $V=1$ (кварцевые часы идут с темпом, равным темпу хода эталона) наклон линии систематической составляющей хода часов равен 45°, при $V < 1$ (кварцевые часы идут медленнее эталона) наклон линии систематической составляющей хода часов меньше 45°, при $V > 1$ (кварцевые часы идут быстрее эталона) наклон линии систематической составляющей хода часов больше 45°.

Найдем среднеквадратическую погрешность псевдосинхронизации часов при условии, что случайная составляющая хода часов E является настолько малой, что ее можно считать равной нулю. При этом на интервале времени по эталону от $t_{0,u}$ до t_u время часов выражается формулой

$$t\left(t_u\right)=t_0+V\left(t_u-t_{0,u}\right),$$

где V – скорость хода часов.

С использованием m сигналов точного времени методом наименьших квадратов получены оценки разности хода эталона и часов в начальный момент времени $\hat{t}_0$ и скорости хода часов $\hat{V}$.

При этом оценка времени часов в момент t_u по эталону выражается формулой

$$\hat{t}\left(t_u\right)=\hat{t}_0+\hat{V}\left(t_u-t_{0,u}\right).$$

С помощью методов линейного регрессионного анализа [13] можно получить, что математическое ожидание оценки $\hat{t}\left(t_u\right)$ в момент t_u равно

$$m_t=t_0+V\left(t_u-t_{0,u}\right),$$

среднеквадратическая погрешность оценки $\hat{t}\left(t_u\right)$ в момент t_u равна

$$\sigma_{psyn}=\sigma_{rec}\sqrt{\frac{2(2m-1)}{m(m+1)}}, \qquad (4)$$

где σ_{rec} – среднеквадратическая погрешность измерения моментов приема сигналов точного времени в принимающих станциях.

При больших m, т.е. при $m\to\infty$ среднеквадратическая погрешность σ_{psyn} равна

$$\sigma_{psyn}=\sigma_{rec}\frac{2}{\sqrt{m}}. \qquad (5)$$

Для подтверждения достоверности формул (4) и (5) было проведено статистическое моделирование, которое показало, что при числе сигналов точного времени $m \geq 100$ для оценки среднеквадратической погрешности псевдосинхронизации σ_{psyn} можно использовать формулу (5). При m=100 формула (5) по сравнению с точной формулой (4) дает ошибку 0,75%, при числе сигналов m=1000 ошибка равна 0,08%, при дальнейшем увеличении m ошибка продолжает уменьшаться.

Выражения (4) и (5) характеризуют среднеквадратическую погрешность псевдосинхронизации часов.

Среднеквадратическая погрешность σ_{rec} в свою очередь определяется формулой

$$\sigma_{rec}=\sqrt{\sigma^2_{disc,rec}+\sigma^2_{\tau,arr}}, \qquad (6)$$

где $\sigma_{disc,rec}$ – среднеквадратическая погрешность дискретизации (квантования) времени в принимающей станции; $\sigma_{\tau,arr}$ – среднеквадратическая погрешность измерения временной задержки сигнала.

Среднеквадратическая погрешность дискретизации (квантования) времени в принимающей станции $\sigma_{disc,rec}$ зависит от шага дискретизации времени $\Delta_{\tau,rec}$ и выражается формулой

$$\sigma_{disc,rec}=\frac{\Delta_{\tau,rec}}{\sqrt{12}}=\frac{1}{f_{rec}\sqrt{12}}, \qquad (7)$$

где f_{rec} – частота дискретизации аналого-цифрового преобразователя, используемого для квантования.

Подставляя (7) в (6) и затем (6) в (4) и (5), получим окончательную формулу для среднеквадратической погрешности псевдосинхронизации (преобразования времени часов принимающих станций в единое время эталона):

$$\sigma_{psyn}=\sqrt{\frac{2(2m-1)}{m(m+1)}\left(\frac{1}{12f^2_{rec}}+\sigma^2_{\tau,arr}\right)}, \qquad (8)$$

или при больших количествах сигналов точного времени m, используемых для пседосинхронизации:

$$\sigma_{psyn}=2\sqrt{\frac{1}{m}\left(\frac{1}{12f^2_{rec}}+\sigma^2_{\tau,arr}\right)}. \qquad (9)$$

Рассмотрим пример. Пусть частота дискретизации времени в приемнике равна f_{rec}=5 ГГц, среднеквадратическая погрешность измерения временной задержки сигнала $\sigma_{\tau,arr}$=8 нс, псевдосинхронизация производится в течение 1000 с, причем синхронизирующие сигналы точного времени передаются с частотой 1 Гц, т.е. m=1000.

По формуле (8) при этом можно получить значение среднеквадратической погрешности псевдосинхронизации $\sigma_{psyn}=5{,}0560\cdot10^{-10}$ с=0,5 нс. По формуле (9) $\sigma_{psyn}=5{,}0598\cdot10^{-10}$ с. Можно видеть, что результаты расчетов среднеквадратической погрешности псевдосинхронизации, выполненные с помощью формул (8) и (9), при числе сигналов m=1000 почти не отличаются друг от друга.

При частоте дискретизации времени f_{rec}=50 МГц и при m=1000 по формуле (9) можно получить, что среднеквадратическая погрешность псевдосинхронизации σ_{psyn} будет равна $6{,}2397\cdot10^{-10}$ с, что говорит о том, что частота дискретизации незначительно влияет на погрешность псевдосинхронизации.

Таким образом, представленный пример показывает, что псевдосинхронизация часов может быть выполнена с потенциальной погрешностью, меньшей чем 1 нс, т.е. в десятки или даже сотни раз меньшей, чем погрешность синхронизации часов с использованием ГНСС.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ МПСН ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПСЕВДОСИНХРОНИЗАЦИИ ЧАСОВ ПРИНИМАЮЩИХ СТАНЦИЙ

При синхронизации часов принимающих станций с использованием ГНСС погрешность синхронизации с учетом старения часов и их девиации из-за изменения внешних условий может быть равной σ_{syn}=50–100 нс и больше.

Формула среднеквадратической погрешности измерения момента приема сообщений от наблюдаемого объекта при этом имеет вид:

$$\sigma_t = \sqrt{\sigma^2_{disc,rec} + \sigma^2_{\tau,arr} + \sigma^2_{syn}}, \qquad (10)$$

где $\sigma_{disc,rec}$ – среднеквадратическая погрешность дискретизации (квантования) времени в принимающей станции; $\sigma_{\tau,arr}$ – среднеквадратическая погрешность измерения временной задержки сигнала.

При псевдосинхронизации аналогичная формула среднеквадратической погрешности измерения момента приема сообщений от наблюдаемого объекта выглядит следующим образом:

$$\sigma_t = \sqrt{\sigma^2_{disc,rec} + \sigma^2_{\tau,arr} + \sigma^2_{psyn}}. \qquad (11)$$

При частоте дискретизации f_{rec}=5 ГГц величина $\sigma_{disc,rec}$ равна 0,06 нс. Примем, что при синхронизации часов по ГНСС погрешность синхронизации (с учетом их старения и их девиации из-за изменения внешних условий) равна σ_{syn}=100 нс. При среднеквадратической погрешности измерения временной задержки сигнала $\sigma_{\tau,arr}$=8 нс в соответствии с формулой (10) можно получить, что среднеквадратическая погрешность измерения момента приема сообщений принимающих станций равна σ_t=100,3 нс.

При пседосинхронизации со среднеквадратической погрешностью σ_{psyn}=0,5 нс по формуле (11) можно получить, что среднеквадратическая погрешность измерения момента приема сообщений принимающих станций σ_t=8,02 нс.

Среднеквадратическая погрешность определения координат в горизонтальной плоскости в МПСН определяется формулой

$$\sigma_{xy} = HDOP \; c \; \sigma_t,$$

где *HDOP* – горизонтальное снижение точности (геометрический фактор).

В соответствии с этим для рассмотренных условий можно получить, что при *HDOP*=2, среднеквадратическая погрешность определения координат в МПСН при синхронизации часов по ГНСС σ_{xy}=60,1 м, а при псевдосинхронизации σ_{xy}=4,8 м. Таким образом, псевдосинхронизация часов обеспечивает возможность повышения точности на порядок (в рассмотренном примере – в 12 раз).

Следует, однако, заметить, что в приведенных расчетах не учитывалась случайная составляющая хода кварцевых часов, влияние которой на погрешность псевдосинхронизации планируется рассмотреть в будущих работах.

В настоящее время известны методы уменьшения погрешности измерения времени приема сообщений режима S 1090 ES в МПСН, поступающих от наблюдаемых объектов. Например, в [14] представлен метод, обеспечивающий измерение времени прихода сигнала (time of arrival, TOA) со среднеквадратической погрешностью $\sigma_{\tau,arr}$=1,5 нс. Использование этого метода совместно с псевдосинхронизацией обеспечивает возможность измерения моментов приема сообщений от наблюдаемого объекта со среднеквадратической погрешностью σ_t=1,6 нс (значение среднеквадратической погрешности рассчитано с помощью формул (9) и (11)). В свою очередь, при условиях рассмотренного выше примера это обеспечивает уменьшение среднеквадратической погрешности определения координат σ_{xy} в МПСН до значения 0,95 м.

Таким образом, использование псевдосинхронизации часов совместно с методами уменьшения погрешности измерения времени приема сообщений обеспечивает возможность уменьшения среднеквадратической погрешности определения координат по сравнению с МПСН с синхронизацией по ГНСС более чем в 50 раз.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе впервые представлен метод псевдосинхронизации часов, разработанный автором с использованием теории аберрации [2–4]. Псевдосинхронизация – это приведение показаний различных несинхронизированных часов к единому времени эталона.

Кратко суть псевдосинхронизации часов можно изложить следующим образом:

1. По импульсным сигналам, передаваемым от эталона в моменты начала секунд, с использованием приемников, расположенных рядом с разнесенными часами, определяют высокоточную сглаженную функциональную зависимость времени этих часов от времени эталона. При этом темп хода часов и их показания не корректируют, т.е. часы не синхронизируют.

2. Показания разнесенных часов с использованием этой функциональной зависимости приводят к единому времени. Например, в МПСН моменты приема сообщений от ВС или транспортного средства на приемных станциях с использованием функциональной зависимости пересчитывают в единое время эталона.

Преимущества этого метода по сравнению с традиционными методами синхронизации, обеспечиваю-

щими аналогичную точность – простота практической реализации, обусловленная тем, что темп хода часов и их показания не нужно корректировать. Псевдосинхронизация часов учитывает девиацию часов, обусловленную старением кварцевого генератора и лакокрасочного покрытия резисторов, конденсаторов, микросхем, плат (появлением микротрещин), а также изменением внешних условий (температура, давление, влажность, электромагнитные поля).

Псевдосинхронизация часов в МПСН обеспечивает возможность приведения времени кварцевых часов к единому времени эталона с погрешностью до долей наносекунды.

В свою очередь это обеспечивает возможность многократного уменьшения погрешности измерения моментов приема сообщений от наблюдаемых в МПСН объектов и снижение потенциальной погрешности определения координат в МПСН примерно на порядок (в рассмотренном примере в 12 раз).

Псевдосинхронизация часов принимающих станций совместно с методами уменьшения погрешности измерения времени приема сообщений обеспечивает возможность уменьшения потенциальной погрешности определения координат более чем в 50 раз.

Псевдосинхронизация часов может использоваться при разработке многопозиционных систем навигации, функционирующих на основе радиовещательных маяков, передающих асинхронные (не одновременные) сигналы [15].

В будущих работах планируется рассмотреть влияние случайной составляющей хода часов на точность псевдосинхронизации. Кроме того, планируется рассмотреть использование импульсно-фазовых методов измерения времени задержки сигналов для снижения погрешности псевдосинхронизации и, соответственно, для снижения погрешности определения координат в МПСН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ICAO Doc. 9750. Global air navigation plan, 8th Edition. – ICAO, 2025.

2. Плясовских, А.П. Теория аберрации. Первая теория, альтернативная специальной теории относительности. Популярное изложение / А.П. Плясовских. – М.: Знание-М, 2023. – 55 с.

3. Плясовских, А.П. Закон аберрации и его приложения в навигации и управлении воздушным движением: монография / А.П. Плясовских. – М.: Знание-М, 2022. – 70 с.

4. Плясовских, А.П. Хронометрический метод определения координат. Закон аберрации величин движущегося тела: монография / А.П. Плясовских. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2026. – 62 с.

5. Угаров, В.А. Специальная теория относительности / В.А. Угаров. – М.: Наука, 1977. – 384 с.

6. Эйнштейн, А. К электродинамике движущихся тел / А. Эйнштейн // Собрание научных трудов. – Т. 1. – М.: Наука, 1965. – С. 7-35.

7. Cir 326 AN/188. Assessment of ADS-B and Multilateration Surveillance to Support Air Traffic Services and Guidelines for Implementation. – Montreal: ICAO, 2012. – 42 p.

8. Барабицкий, П.В. Многопозиционные системы наблюдения (МПСН/MLAT): учебное пособие / П.В. Барабицкий, С.И. Волков, А.В. Саяпин и др. – М.: Институт аэронавигации, 2017. – 312 с.

9. Лежанкин, Б.В. Алгоритм оценки координат воздушного судна в многопозиционной системе наблюдения на основе методов адаптивной фильтрации сигналов / Б.В. Лежанкин, В.В. Ерохин, А.В. Федоров, Д.Ю. Урбанский // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации. – 2024. – № 2(43). – С. 114-122.

10. Aeronautical Surveillance Manual. Doc. 9924 AN/474. – ICAO, 2020. – 372 p.

11. Иванов, Ю. Особенности применения кварцевых генераторов в радиоизмерительной аппаратуре / Ю. Иванов, А. Никонов // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2022. – № 5(216). – С. 96-103. – DOI: 10.22184/1992-4178.2022.216.5.96.103.

12. Audoin, C. The Measurement of Time. Time, Frequency and the Atomic Clock / C. Audoin, B. Guinot. – Cambridge University Press, 2001. – 348 p.

13. Montgomery, D.C. Introduction to linear regression analysis. 5th edition / D.C. Montgomery, E.A. Peck, G.G. Vining. – John Wiley & sons, 2012. – 679 p.

14. Calvo-Palomino, R. Nanosecond-precision Time-of-Arrival Estimation for Aircraft Signals with low-cost SDR Receivers / R. Calvo-Palomino, F. Ricciato, B. Repas et al. – https://doi.org/10.48550/arXiv.1802.07016.

15. Плясовских, А.П. Хронометрический метод определения четырехмерных координат движущегося объекта с использованием радиовещательных маяков / А.П. Плясовских // Электросвязь. – 2025. – № 12. – С. 34-42. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.74.12.005.

Получено 30.07.2026;
принято к печати 07.08.2026

Pseudo clock synchronization

A.P. Plyasovskikh, JSC NPO Obukhovsky Zavod, chief designer of air traffic management equipment, A.A. Novikov Saint Petersburg State University of Civil Aviation, professor, Dr.Sci.(Tech.); al.plyasovskih@yandex.ru

Abstract. This paper presents for the first time a method for pseudo-synchronization of clocks developed by the author. This method allows for the alignment of spatially dispersed clocks to a single reference time with an error of up to fractions of a nanosecond. Pseudo-synchronization of clocks at receiving stations of a multi-position surveillance system reduces the potential error in determining aircraft and vehicle coordinates to fractions of a meter, i.e., by a factor of tens.

Keywords: aircraft, multi-position surveillance system, MPSS, object coordinate determination, pseudo-synchronization of clocks, clock synchronization.

For citation: Plyasovskikh, A.P. Pseudo-synchronization of clocks / A.P. Plyasovskikh // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 79-87. (in russian)

REFERENCES

1. ICAO Doc. 9750. Global air navigation plan, 8th Edition. – ICAO, 2025. 2025.

2. Plyasovskikh, A.P. Aberration Theory. The First Theory Alternative to the Special Theory of Relativity. A popular exposition / A.P. Plyasovskikh. – Moscow: Znanie-M, 2023. – 55 p. (in russian)

3. Plyasovskikh, A.P. Aberration Law and Its Applications to Navigation and Air Traffic Control / A.P. Plyasovskikh. – Moscow: Znanie-M, 2022. – 70 p. (in russian)

4. Plyasovskikh, A.P. Chronometric method for determining coordinates. The law of aberration of quantities of a moving body: monograph / A.P. Plyasovskikh. – St. Petersburg: Science-Intensive Technologies, 2026. – 62 p. (in russian)

5. Ugarov, V.A. Special theory of relativity / V.A. Ugarov. – Moscow: Nauka, 1977. – 384 p. (in russian)

6. Einstein, A. On the electrodynamics of moving bodies / A. Einstein // Collected Scientific Works. – Vol. 1. – Moscow: Nauka, 1965. – P. 7-35. (in russian)

7. Cir 326 AN/188. Assessment of ADS-B and Multilateration Surveillance to Support Air Traffic Services and Guidelines for Implementation. – Montreal: ICAO, 2012. – 42 p.

8. Barabitsky, P.V. Multilateration surveillance systems (MLAT): textbook / P.V. Barabitsky, S.I. Volkov, A.V. Sayapin et al. – Moscow: Institute of Air Navigation, 2017. – 312 p. (in russian)

9. Lezhankin, B.V. Algorithm for estimating aircraft coordinates in a multistatic surveillance system based on adaptive signal filtering methods / B.V. Lezhankin, V.V. Erokhin, A.V. Fedorov, D.Yu. Urbanskiy // Bulletin of Saint Petersburg State University of Civil Aviation. – 2024. – No. 2(43). – P. 114-122. (in russian)

10. Aeronautical Surveillance Manual. Doc. 9924 AN/474. – ICAO, 2020. – 372 p.

11. Ivanov, Yu. Specifics of using quartz oscillators in radio-measuring equipment / Yu. Ivanov, A. Nikonov // Electronics: Science, Technology, Business. – 2022. – No. 5(216). – P. 96-103. – DOI: 10.22184/1992-4178.2022.216.5.96.103. (in russian)

12. Audoin, C. The Measurement of Time. Time, Frequency and the Atomic Clock / C. Audoin, B. Guinot. – Cambridge University Press, 2001. – 348 p.

13. Montgomery, D.C. Introduction to linear regression analysis. 5th edition / D.C. Montgomery, E.A. Peck, G.G. Vining. – John Wiley & sons, 2012. – 679 p.

14. Calvo-Palomino, R. Nanosecond-precision Time-of-Arrival Estimation for Aircraft Signals with low-cost SDR Receivers / R. Calvo-Palomino, F. Ricciato, B. Repas et al. – https://doi.org/10.48550/arXiv.1802.07016.

15. Plyasovskikh, A.P. A chronometric method for determining the four-dimensional coordinates of a moving object using radio beacons / A.P. Plyasovskikh // Electrosvyaz. – 2025. – No. 12. – P. 34-42. – DOI: 10.34832/ELSV.2025.74.12.005. (in russian)

РАДИОСВЯЗЬ

Онтология и эпистемология когнитивного радио в контексте внедрения когнитивных радиосетей на практике

А.К. Светашов, ФГАУ НИЦ Телеком, НТЦ Анализа ЭМС и перспективных беспроводных технологий связи, инженер 2 категории, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), ассистент; svetashovak@nic-t.ru
С.А. Травников, МТУСИ, доцент, к.воен.наук; s.a.travnikov@mtuci.ru

УДК 621.391 DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.010

Аннотация. *В настоящей работе проведен логико-философский анализ когнитивного радио и когнитивных радиосетей (КРС) как научной парадигмы построения систем связи нового поколения (5G-NR и 6G). На основе синтеза диалектического материализма, логического атомизма Б. Рассела, критического реализма М. Мандельбаума и обсервационной философии А.М. Пятигорского показаны онтологические признаки когнитивного радио: процессуальность, градуальность, наблюдателезависимость. Показано, что разрыв между теорией и практикой развёртывания КРС обусловлен концептуальной инфляцией понятия «когнитивное радио». Показаны эпистемологические ограничения познания электромагнитной обстановки когнитивными трансиверами. Предложена онтологическая модель КРС на языке FuzzyOWL2, обозначены её ограничения. Результаты исследования могут быть использованы при разработке стандартов динамического доступа к спектру.*

Ключевые слова: *когнитивное радио, когнитивные радиосети, динамический доступ к спектру, онтология, эпистемология, теория познания.*

Для цитирования: *Светашов, А.К. Онтология и эпистемология когнитивного радио в контексте внедрения когнитивных радиосетей на практике / А.К. Светашов, С.А. Травников // Электросвязь. – 2026. – № 10. – С. 88-98.*

ВВЕДЕНИЕ

В конце 90-х годов прошлого столетия в качестве способа оптимизации использования радиочастотного спектра всё более развивающимися телекоммуникационными системами была предложена концепция когнитивного радио (КР), теоретическое обоснование которой сформулировано Дж. Митолой [1] и развито С. Хайкиным [2, 3]. В ее основе лежит идея использования когнитивного (перцептивного) цикла «анализ-обучение-действие» для работы когнитивных радиоэлектронных средств (РЭС) [4–6], одними из которых являются трансиверы программно-конфигурируемого радио (Software Defined Radio, SDR).

В последующем парадигма когнитивного радио претерпела значительную эволюцию, перейдя от базовой идеи интеллектуального управления внутренними параметрами SDR-трансиверов для динамической адаптации к окружающей их электромагнитной обстановки к совокупности различных идей и концепций самообучающихся сетей радиосвязи с целью реализации совместного динамического доступа к радиочастотному спектру (СДД к РЧС).

Проведенный авторами анализ зарубежных работ [7–10] выявил отсутствие единого устоявшегося логико-философского подхода, что влечет за собой последующие сложности внедрения когнитивных радиосетей (КРС) на практике. В качестве примера можно привести коммерческое внедрение стандартов семейства IEEE 802.22. Несмотря на подробное описание технологий в указанных стандартах, наблюдаются сложности между их описанием и внедрением на практике. Такой разрыв между теорией и практикой не может быть объяснен лишь техническими сложностями – он требует более детального и фундаментального переосмысления с точки зрения теории познания, а именно ответа на два фундаментальных вопроса: «Что есть когнитивное радио на самом деле?» и «Где заканчиваются границы применения когнитивного радио?».

Актуальность настоящего исследования подтверждается работами как отечественных [11–15], так и зарубежных авторов [16, 17].

ОНТОЛОГИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО: QUID EST?

Согласно формальной логике Аристотеля, любое понятие должно иметь однозначное описание. При этом онтологический анализ понятия «когнитивное радио» требует выхода за рамки инженерно-техни-

ческого описания и обращения к теории познания. Ключевым вопросом настоящего раздела является анализ того «Что есть когнитивное радио как сущность?» вне отрыва от учета нечеткости, цикличности и наблюдателе-зависимости.

В основе методологического анализа понятия «когнитивное радио» в настоящей работе используются следующие направления в теории познания: диалектический материализм, логический атомизм, критический реализм, а также обсервационная философия.

Диалектический материализм, сформулированный в [18] и далее развитый в [19, 20], обосновывает материальную первичность бытия КРС – электромагнитной обстановки (ЭМО) как совокупности наблюдаемых электромагнитных явлений, а также циклический характер её познания – от созерцания к абстрактному мышлению и далее к практическим методам познания (измерение, наблюдение и т.д.) [20]. Применительно к КРС такой подход означает, что когнитивный цикл должен представляться не как однократный акт работы SDR-трансиверов, а как непрерывный процесс проверки гипотез (характеристики наблюдаемых сигналов, их местоположение и т.п.) через практическое действие (например, передача пилот-сигналов).

Логический атомизм Б. Рассела [21] вводит в онтологию принцип разложения сложного и нечеткого бытия, которым в контексте когнитивного радио является ЭМО, на элементарные логические связи – «логические атомы». В [22] Рассел утверждает, что любое наблюдаемое бытие исходно обладает неоднозначностью (нечеткостью), а процесс его познания есть «переход от нечеткого, но достоверного к точному и ясному». Данное утверждение обосновывает необходимость использования математического аппарата нечёткой логики, разработанного в [23], с целью формализации сложных систем.

В работе одного из ведущих американских философов критического реализма М. Мандельбаума вводится понятие трансдикции – «индуктивного перехода от наблюдаемых чувственных данных к ненаблюдаемым сущностям» [24]. В контексте КР трансдикция формализует эпистемологическую связь между измеряемыми характеристиками принимаемых сигналов к суждению о наличии, либо отсутствии первичных пользователей радиочастотного спектра.

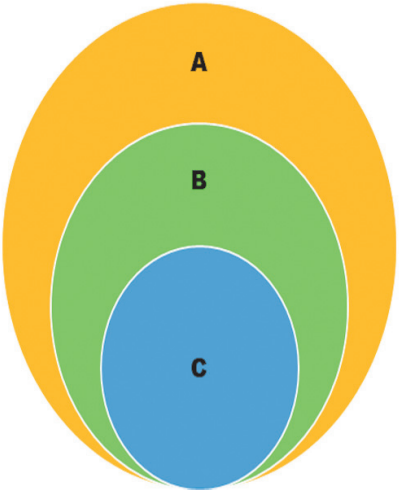
Обсервационная философия А.М. Пятигорского [25] указывает на то, что бытие не задано заранее, а конструируется в процессе наблюдения. В контексте онтологии КРС это означает, что не существует единой «истинной» картины ЭМО – каждый SDR-трансивер формирует собственную локальную онтологию, а глобальная картина – это результат агрегирования множества перспектив наблюдения.

Синтез описанных научно-философских подходов позволяет сделать вывод о том, что когнитивное радио можно представить как *адаптивную кибернетическую систему-наблюдателя, в качестве которой могут выступать когнитивные SDR-трансиверы, бытие которых раскрывается не как статичная сущность, а как динамический, циклический процесс познания и адаптации к нечеткой ЭМО, реализуемый через замкнутый перцептивный (когнитивный) цикл Дж. Бойда (observe, orient, decide, act – Boyd's OODA Loop, OODA)*. Данный вывод фиксирует следующие ключевые признаки когнитивных SDR-трансиверов в частности и когнитивного радио в целом:

- *процессуальность*, т.е КР не является объектом в физическом смысле; его сущность тождественна процессу познания. Без когнитивного цикла «наблюдение-ориентация-принятие решения-действие» когнитивного радио онтологически не существует;
- *градуальность*, характеризующаяся невозможностью бинарной оценки ЭМО. Такие признаки как «занято/свободно», «полезный сигнал/помеха» или «первичный/вторичный пользователи» имеют нечеткую степень выраженности, что требует перехода от дискретной (двоичной) логики к нечеткой;
- *наблюдателе-зависимость*, характеризующаяся относительностью локальной онтологии каждого из когнитивных РЭС (устройства NB-IoT, SDR-трансиверы и т.п.), что влечет за собой важность их совместимости.

Визуальное отображение отношений между сущностями когнитивного радио можно изобразить в виде диаграммы, описанной с использованием кругов Эйлера, показанных на рис. 1.

Рисунок 1
Сущность понятия «когнитивное радио» в виде кругов Эйлера



На этой диаграмме кругами различных цветов показаны множество A, которое иллюстрирует верхний уровень «парадигмы когнитивного радио», множество B, которое соответствует понятию «когнитивная радиосеть» и множество C, в которое входят понятия «когнитивные РЭС».

Сформулированное выше понимание сущности когнитивного радио как познающего агента задаёт строгие концептуальные рамки. Однако именно эти рамки вступают в острое противоречие с широко распространившейся практикой употребления самого термина «когнитивное радио».

В литературе [7–10] имеет место концептуальная инфляция [26, 27] понятия «когнитивное радио», т.е. необоснованное расширение объема понятия (экстенсионала) при одновременном обеднении его содержания (интенсионала).

Для иллюстрации концептуальной инфляции анализируемого понятия «когнитивное радио» с точки зрения формальной логики, обозначим исходное понятие как *CR*. Тогда его содержание $S(CR)$ будет включать все необходимые и достаточные признаки:

$$S(CR) = C_1, C_2, C_3, C_4,$$

где C_1 – наличие замкнутого когнитивного цикла (OODA); C_2 – способность к формированию модели ЭМО; C_3 – работа в условиях неопределенности; C_4 – адаптивность.

Объем исходного понятия *CR* определяется как:

$$V(CR) = \{x \mid C_1(x) \wedge C_2(x) \wedge C_3(x) \wedge C_4(x)\},$$

где x – любое рассматриваемое РЭС; $\wedge$ – логический оператор «И».

Таким образом, если понятие x обладает всеми признаками $C_{1\text{-}4}$, то x входит в объем понятия. Если же один из признаков отсутствует, то x не должен включаться в объем строгого понятия.

Концептуальная инфляция понятия «когнитивное радио» происходит тогда, когда наблюдается размывание исходного понятия путем отбрасывания признаков, например C_{1-3}, и оставление только признака C_4. То есть содержание нового понятия CR_{inf} будет равно $S(CR_{\text{inf}})=C_4$.

При этом $S(CR_{\text{inf}}) \in (CR)$, т.е содержание понятия CR_{inf} является подмножеством понятия *CR*. Как следствие, объём нового понятия CR_{inf} расширяется, т.е. $V(CR_{\text{inf}}) \in V(CR)$, и наблюдается ошибка логического следования, т.е. $C_4 \not\Rightarrow \{C_1(x) \wedge C_2(x) \wedge C_3(x) \wedge C_4(x)\}$.

Подобное упрощение не является безобидным терминологическим соглашением. Концептуальная инфляция нарушает сразу несколько законов формальной логики:

- закон тождества, при котором понятие *CR* используется в двух разных значениях – строгом $S(CR)$ и инфляционном $S(CR_{\text{inf}})$, т.е $CR \neq CR_{\text{inf}}$, но обозначают одно и то же понятие «когнитивное радио»;
- закон обратного отношения, при котором расширение объема понятия происходит без осознанного объединения содержания;
- правило определения, при котором определение перестает быть соразмерным – объем определяемого понятия шире объема определяющего.

Концептуальная инфляция ведёт к тому, что под общим именем «когнитивного радио» объединяются системы с принципиально разной архитектурой и разными познавательными возможностями, что в свою очередь делает невозможным создание единых, методологически верных стандартов и, в конечном счёте, полноценное внедрение когнитивных радиосетей на практике.

ЭПИСТЕМОЛОГИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО: ТЕОРИЯ И ГРАНИЦЫ ПОЗНАНИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ ЭМО

Эпистемология представляет собой философское направление в теории познания, которое исследует применение научных методов познания, границы применения этих методов и границы познания бытия как такового [28, 29].

Результатом онтологического анализа когнитивного радио в предыдущем разделе стало установление статуса когнитивного трансивера как активного познающего агента, бытие которого есть длительный процесс познания окружающей его ЭМО путем использования цикла OODA. Анализ эпистемологии когнитивного радио подразумевает ответы на следующие вопросы:

- с использованием каких инструментов возможна реализация когнитивного цикла OODA на практике;
- какие ограничения познания ЭМО существуют для когнитивных трансиверов;
- как минимизировать указанные ограничения.

Цикл OODA, как это описано в [30], состоит из следующих этапов: «*observe*», «*orient*», «*decide*», «*act*», или «*наблюдение*», «*ориентация*», «*принятие решения*» и «*действие*». Для реализации каждого из этих процессов существуют различные технические подходы – от алгоритмов машинного обучения (МО), до применения искусственных нейронных сетей (ИНС). Основным инструментом при реализации «*наблюдения*» стала технология спектрального сенсинга (Dynamic Spectrum Sensing, DSS). Как показано в работах [31, 32], технология DSS включает в себя кооперативный и некооперативный сенсинг. Графическое изображение технологических подходов DSS показано на рис. 2.

В работе [31] авторами проведено детальное исследование кооперативного спектрального сенсинга, проведен анализ методов зондирования спектра и

показана важность учета проблемы ограниченности индивидуального наблюдения когнитивными SDR-трансиверами. В той же работе [31] для формализации индуктивного перехода от сенсорных данных на входе когнитивных РЭС к суждениям о состоянии канала применена теория свидетельств Демпстера–Шефера, в которой занятость спектра задаётся не бинарными утверждениями, а парой функций (достоверности и правдоподобия), образующих интервал неопределённости и тем самым согласующихся с положением о градуальности электромагнитной обстановки.

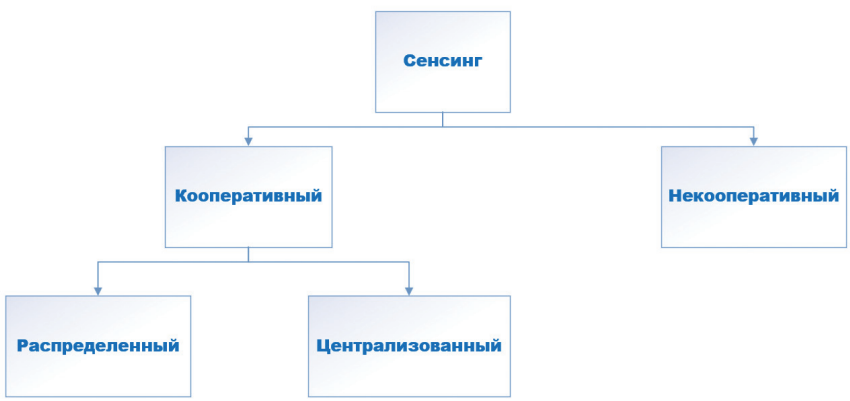
Реализация процесса «*ориентации*» невозможна без построения карты ЭМО, которая может содержать как территориальные характеристики (азимут, угол места и т.п.), так и технические – количество мешающих и полезных сигналов, существующих в данной КРС. В [32] обосновывается важность составления такой карты при разработке КРС, а в [33] представлен пример построенной карты ЭМО для разработки КРС на базе инфраструктуры LTE.

Процессы «*принятие решения*» и «*действие*» также могут быть реализованы с использованием алгоритмов машинного обучения. Так в [34] проведен детальный анализ различных алгоритмов МО для их применения в будущих поколениях радиосвязи (5G-Advanced и далее).

Проведенный анализ вышеуказанных работ позволяет сделать следующий вывод: реализация цикла Бойда на практике – это сложный процесс комплексных исследований и разработок с использованием МО, ИНС, математической статистики и статистической радиотехники. При этом стоит отметить, что все эти исследования имеют ряд эпистемологических ограничений, игнорирование которых может привести к проблемам реализации указанных методов.

Существенным ограничением МО, в частности алгоритмов глубокого обучения, является наличие эффекта «черного ящика», т.е. знания, получаемые на выходе, оказываются не всегда доступными для внешнего анализа и верификации, что влечет за собой невозможность гарантировать отсутствие внутренних ошибок. Одним из решений данной проблемы является применение методов объяснимого искусственного интеллекта (eXplainable Artificial Intelligence, XAI) [35, 36], в том числе алгоритмов LIME (Local Interpretable Model-agnostic Explanations) и SHAP (SHapley Additive exPlanations) [37]. Также целесообразно применение гибридных нейро-нечетких систем логического вывода – ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), которые значительно повышают интерпретируемость результатов на выходе [38].

Рисунок 2
Технологии спектрального сенсинга



Следующим важным ограничением, которое следует учитывать при разработке КРС, является множество онтологий когнитивных радиосистем. SDR-трансиверы являются не единственными когнитивными РЭС. К когнитивным РЭС могут также относиться РЭС узкополосного интернета вещей [39], средства связи для служб экстренного реагирования [40], а также тактические радиосистемы [41].

Каждая из когнитивных РЭС этих типов может иметь свою внутреннюю онтологию, игнорирование которой может привести к несогласованной работе и снижению эффективности использования РЧС. Решением задачи по согласованию всех онтологий могут служить алгоритмы, реализующие методы из теории игр (аукционы и теоретико-игровые арбитражи), а также протоколы обмена онтологической информацией, как это реализовано, например, в стандартах семейства IEEE 1900.4 [42].

Поскольку знания об ЭМО не заложены в когнитивные трансиверы непосредственно, а реконструируются через «чувственные» данные (уровни сигналов и помех, количество полезных и мешающих радиосигналов, уровни и типы замираний сигналов), то центральной идеей в эпистемологии КРС должна стать идея перехода от стремления к абсолютному и точному знанию к управлению неопределенностью через использование гибридных ИНС, алгоритмов XAI, нейро-нечетких систем, а также использование нечеткой логики при построении онтологии когнитивных РЭС.

МОДЕЛЬ ОНТОЛОГИИ КОГНИТИВНОЙ РАДИОСЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЯЗЫКА FuzzyOWL2

Первой работой, в которой была сформулирована важность использования онтологии при описании когнитивного радио, можно

считать монографию [43]. В ней авторы используют для описания онтологии КРС один из языков дескрипционных логик – OWL.

В общем виде структура OWL состоит из множества логических связей между группами данных, разделенных на [43, 44]:

- «классы» – задающие логические понятия. Например, радиопередающее устройство, радиоприемное устройство, вид модуляции, спектральная дыра и т.д.;
- «свойства» – отношения между классами. Например, частота передачи, детектирует сигнал, имеет/не имеет лицензии и т.п.
- «индивиды» – конкретные объекты (аксиомы).

Как показано в [43], общая онтология КРС может представлять собой совокупность следующих классов и взаимосвязей между ними:

- «радиосреда» (знания об окружающей ЭМО, характерах распределения сигналов, помех и т.п.);
- «устройства» (совокупность знаний о внутреннем устройстве когнитивных РЭС);
- «сигналы» (характеристики сигналов (частота, вид модуляции, мощность и т.п.)).

Предложенная в [43] онтология является дискретной и не учитывает нечеткую ЭМО, а также использует бинарные отношения проверки истинности принадлежности индивидов к классу. Для решения задачи учета нечеткости в [45] предлагается объединить нечеткую логику и обновленную версию языка OWL (OWL2) в новом языке FuzzyOWL2. Ключевым отличием этого языка является использование нечеткой логики при описании принадлежности к классам, свойствам и аксиомам с указанием степени принадлежности на интервале [0, 1].

Используя язык FuzzyOWL2, а также с использованием положений логического атомизма Рассела, диалектического материализма и критического реализма Мандельбаума далее описана предлагаемая в настоящей работе онтология КРС.

Ядро рассматриваемой онтологии образуют следующие классы, часть из которых объявляется нечеткими (принадлежность индивида к ним описывается функцией принадлежности $\mu_A(x) \in [0, 1]$). К нечетким классам могут относиться:

- *Transceiver* – когнитивный узел сети (класс, который сам по себе может быть описан как нечеткий с дискретными (чёткими) подклассами *SensingNode* и *TransmittingNode*);
- *SpectrumHole* – «спектральная дыра» (основной нечеткий класс – каждый конкретный частотный диапазон в определенный момент времени принадлежит *SpectrumHole* со степенью, вычисляемой на основе данных сенсинга (уровень сигнала, отношение сигнал/помеха));
- *Signal* – обнаруженное излучение (нечеткий класс с подклассами *PrimaryUserSignal*, *SecondaryUserSignal* и *Noise*; принадлежность к подклассу *PrimaryUserSignal* задаётся нечёткой классификацией (например, в результате работы нечёткого алгоритма Fuzzy-KNN));
- *Policy* – четкий класс, описывающий регуляторную (внешнюю) или сетевую (внутреннюю) политики;
- *Decision* – принятое решение о действии (передавать, молчать, сменить частоту). Чёткий класс, но его экземпляры порождаются системой нечёткого вывода.

Для логического связывания индивидов далее вводятся объектные функциональные свойства, часть которых снабжена нечеткими модификаторами (в скобках указаны связываемые классы):

- *detects* (*Transceiver*, *Signal*) – функциональное свойство с нечёткой степенью ($\mu \in [0, 1]$), отражающее уверенность детектирования принимаемых сигналов;
- *occupies* (*Transceiver*, *SpectrumHole*) – функциональное свойство, описывающее связь трансивера с используемым каналом. Степень принадлежности канала к *SpectrumHole* влияет на результирующую степень этой аксиомы;
- *hasPolicy* (*Transceiver*, *Policy*) – функциональное чёткое свойство, описывающее работу трансивера в рамках политик;
- *hasSensingResult* (*Transceiver*, *SensingData*) – свойство, описывающее связь с конкретными измерениями на входе трансивера.

Описанные выше функциональные свойства данных далее задают количественные параметры работы трансиверов:

- *hasFrequency*, *hasBandwidth*, *hasPowerLevel* – параметры, указывающие на рабочую частоту, ширину полосы и мощность передачи;
- *hasConfidence* – параметр, описывающий числовую степень уверенности детектирования, который может использоваться для инициализации нечётких степеней;
- *hasMembershipDegree* – параметр, который может быть использован как аннотационное свойство для указания степени принадлежности к нечёткому классу.

Класс *SensingData* формируется по результатам измерений классов *SpectrumHole* и *Signal*. Класс *SpectrumHole* может быть определен через следующую центральную нечеткую аксиому (General Class Inclusion, GCI) с использованием логики предикатов:

$$SpetrumHole \equiv FrequencyBand \cap \exists$$
$$\cap \exists hasNoiseLevel.LowNoise \cap \exists$$
$$\cap \exists hasPrimarySignal\ \ Presence.WeakOrAbsent,$$

где ≡ – символ эквиваленции; ∩ – символ пересечения; ∃ – квантор существования.

На рис. 3–6 представлена UML-диаграмма онтологии КРС в виде четырёх диаграмм пакетов: «Нечеткие типы данных» (рис. 3), «Нечёткие классы» (рис. 4), «Индивиды» (рис. 5), «Нечеткий вывод» (рис. 6). Принадлежность класса к пакету фиксируется объектным свойством *contains*, вмещающим в себя определения входящих в него классов.

Представленные на рис. 3–6 UML-диаграммы пакетов иллюстрируют архитектуру онтологии когнитивной радиосети, формализованную с использованием языка FuzzyOWL2. Структурно диаграмма отражает полный когнитивный цикл OODA и подразделяется на функциональные сегменты, охватывающие этапы от моделирования неопределенности радиосреды до выработки управляющих решений. Терминологический уровень онтологии базируется на нечетких типах данных и классах, моделирующих градуальную природу электромагнитной обстановки. К нечетким типам данных (см. рис. 3) относятся *ModeratePowerLevel*, *LowNoiseLevel* и *WeakOrAbsentLevel*, которые кодируют лингвистические оценки уровня мощности, шума и присутствия первичного сигнала с помощью кусочно-линейных (треугольных или трапециевидных) функций принадлежности. Данные пакета связываются с классом *SpectrumHole* через центральную нечеткую аксиому (GCI), описанную выше.

Корневым понятием второго пакета, изображенного на рис. 4, выступает класс *Transceiver* (когнитивный узел), от которого наследуются четкие подклассы *SensingNode* и *TransmittingNode*. Узел связан нечетким функциональным свойством *detects* с классом *Signal* (степень уверенности детектирования $\mu_A(x) \in [0, 1]$) и четким свойством *hasPolicy* с классом *Policy*, регламентирующим внешние и внутренние ограничения. Нечеткий класс *SpectrumHole* ассоциирован с передающим узлом через отношение *occupies*.

Таким образом, принадлежность конкретного частотного диапазона к классу *SpectrumHole* оценивается не бинарно, а вычисляется на основе результатов сенсинга посредством расчета t-нормы степени принадлежности $\mu_A(x) \in [0, 1]$. Все ключевые классы, включая *SpectrumHole*, инкапсулированы в рамках пакета онтологии (*OntologyPackage*), совокупность которых образует единую концептуальную модель КР.

Ассерционный уровень онтологии демонстрирует применение разработанной терминологической схемы к конкретным объектам радиосреды. В качестве примера рассматривается пара индивидов (см. рис. 5): узел сенсинга *Node_1* связан отношением *hasSensingResult* с конкретным частотным каналом *Ch_x*, классифицированным как *SpectrumHole*. Данный пример наглядно иллюстрирует механизм связывания абстрактных онтологических конструкций с конкретными элементами сети в процессе обработки данных.

Рисунок 3
Состав пакета «Нечеткие типы данных»

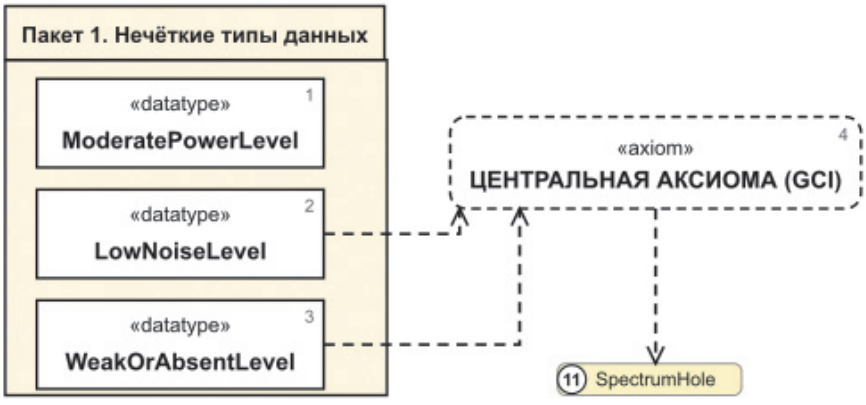


Рисунок 4
Состав пакета «Нечёткие классы»

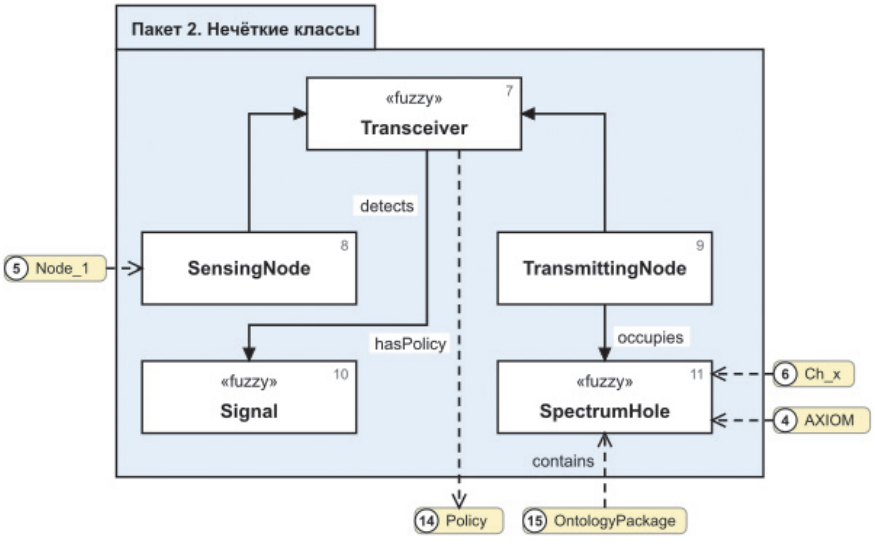


Рисунок 5
Примерный состав пакета «Индивиды»

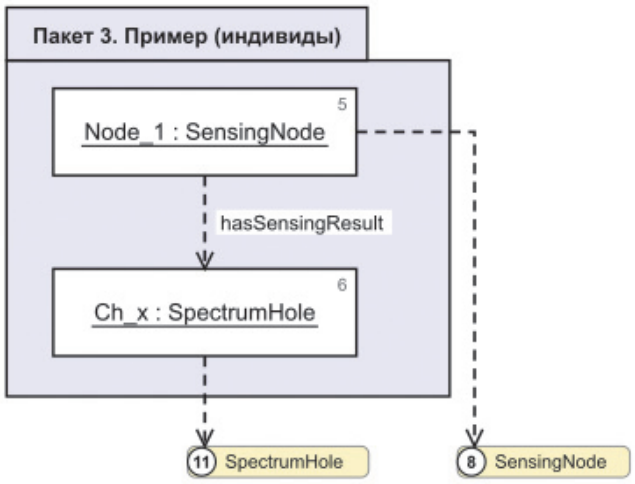
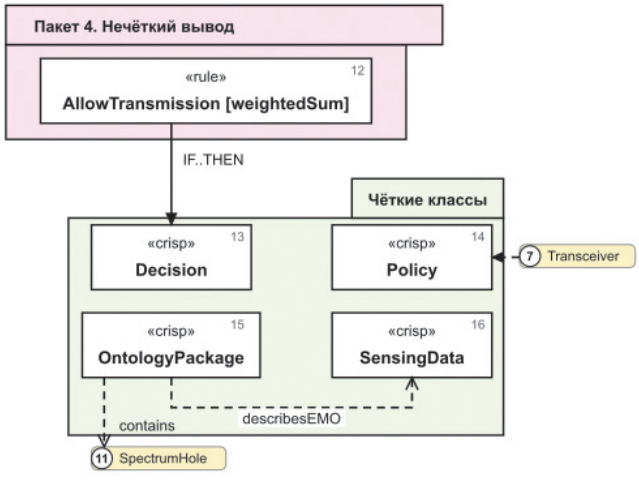


Рисунок 6
Состав пакетов «Нечеткий вывод» и «Четкие классы»



Завершающим этапом когнитивного цикла является блок нечеткого вывода на базе алгоритма (ANFIS), обеспечивающий переход от онтологических знаний к управляющему воздействию (см. рис. 6). Центральным механизмом здесь служит правило нечеткого вывода *AllowTransmission*, использующее метод агрегации взвешенной суммы (*weightedSum*) для преобразования нечётких входных переменных (степень уверенности детектирования, мощность сигнала) в чёткое решение (*Decision*). UML-диаграмма четвертого пакета демонстрирует интеграцию механизма нечеткого логического вывода с онтологическим классом модели (*OntologyPackage*): свойства *contains* и *describesEMO* связывают процесс принятия решений с классами политики управления (*Policy*) и данными спектрального сенсинга (*SensingData*). Таким образом, рис. 6 иллюстрирует формализацию этапа «*действие*» когнитивного цикла OODA, где система нечёткого логического вывода гарантирует интерпретируемость перехода от наблюдения за средой к конкретному действию трансивера.

Предлагаемая в настоящей работе онтология KPC целостно отображает архитектуру онтологии KPC. Нечеткие типы и классы позволяют адекватно моделировать неопределенность электромагнитной обстановки, GCI-аксиома задает строгое вычислимое определение свободного участка спектра, а нейро-нечеткий механизм вывода гарантирует обоснованный и интерпретируемый переход к этапу принятия решений (*Decision*) в рамках когнитивного цикла.

Наблюдателе-зависимый характер рассматриваемой онтологии, вытекающий из обсервационной философии Пятигорского, может быть описан следующим образом: каждый из узлов KPC является самостоятельным наблюдателем, чья онтология не сводится к единой структуре о наблюдаемом бытии, а является выводом на основе локальных онтологий когнитивых SDR-трансиверов. Дальнейшее согласование онтологий происходит через обмен нечеткими аксиомами. Так, например, индивид «*Ch_x*» может принадлежать к классу *SpectrumHole* со степенью принадлежности 0,8 в момент времени t_1 с последующей агрегацией степеней принадлежности с использованием взвешенных операторов (например, через нечеткий интеграл Шоке). При этом стоит отметить, что итоговая картина окружающей ЭМО не является унифицированной истиной, а остается составным «сверхмышлением об объекте», в котором сохраняется множество отдельных перспектив – каждый из узлов по-прежнему может принимать решение на основе собственной заложенной онтологии.

Преимущества предложенной онтологии KPC с использованием языка FuzzyOWL2 заключаются в следующем:

- в отличие от языка OWL, где принадлежность к конкретному классу задается строго бинарно, FuzzyOWL2 позволяет использовать функцию принадлежности для описания принадлежности входных данных к классам, что увеличивает адекватность описания нечеткой природы ЭМО;
- используемое математическое выражение индуктивного перехода от наблюдаемых данных (*SensingData*) к выводам о ненаблюдаемых сущностях (*PrimaryUserSignal*) происходит через нечеткие аксиомы и правила. Степень принадлежности к классу первичного сигнала получается вычислимой мерой индуктивного скачка, что повышает эпистемологическую интерпретируемость системы и реализует формализацию трансдикции Мандельбаума;
- использование принципов логического атомизма Рассела позволяет логически строго

формализовать описание динамически изменяемых КРС, а дальнейшее онтологическое описание на базе языка FuzzyOWL2 является адекватным инструментом для их методологической основы.

При этом, несмотря на описанные плюсы, существует и ряд ограничений и недостатков, которые необходимо нивелировать при практической реализации этапов разработки и внедрения КРС. К ним можно отнести:

- высокую вычислительную сложность, вызванную ресурсоемким процессом логического вывода в дескрипционных логиках. Добавление операций по вычислению функций принадлежности и последующие операции по их согласованию увеличивают время отклика когнитивных РЭС на генерацию логических заключений. Ограничение в вычислительной мощности может препятствовать работе в реальном времени маломощных устройств, к которым можно отнести сенсорные узлы NB-IoT;
- необходимость учета проблемы субъективного выбора функций принадлежности для нечетких концептов *LowNoise* и *WeakOrAbsent*, которые по своей сути основываются на экспертных оценках либо эвристических моделях и не всегда могут совпадать с реальными данными, что может приводить к неточным выводам.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённый логико-философский анализ позволяет сделать вывод о том, что трудности практического внедрения когнитивных радиосетей не сводятся к несовершенству технических стандартов. Их глубинный источник лежит в неотрефлексированности онтологических и эпистемологических оснований, на которых строится понятие когнитивного радио, что влечет за собой его концептуальную инфляцию. Рассмотрение понятия когнитивного радио сквозь призму логического атомизма, диалектического материализма, критического реализма, а также обсервационной философии показывает, что электромагнитная обстановка, являющаяся окружающим бытием для когнитивных РЭС, не является объективной данностью, доступной когнитивному трансиверу в готовом виде. Она представляет собой нечёткую, градуальную и зависящую от наблюдателя конструкцию, формируемую в цикле познавательной деятельности. Из этого следует, что адекватная онтология когнитивных радиосетей не может оставаться бинарной. Формальные онтологии, построенные на классической дескрипционной логике, оказываются недостаточными, поскольку не учитывают принципиальную неопределённость исходных данных, опосредованный характер индуктивного перехода от сенсорных данных к сущностям и множественность сосуществующих картин мира.

Конструктивным ответом на выявленные ограничения формальных бинарных онтологий, проявляющиеся при описании КРС, является предложенная в настоящей работе нечеткая онтология, описанная на языке FuzzyOWL2.

Переход к нечетким онтологиям представляет собой не техническую модификацию, а смену эпистемологического подхода к проектированию когнитивных радиосетей: от стремления к точному отражению объективного бытия к прагматически ориентированному управлению неопределённостью. Практическая значимость предложенного подхода состоит в создании концептуальной основы для проектирования когнитивных радиосетей, способных функционировать в условиях неустранимой неопределённости, не претендуя на недостижимую абсолютную точность знания, но обеспечивая эффективное использование спектра. Дальнейшие исследования целесообразно направить на оптимизацию нечёткого логического вывода, разработку стандартизированных процедур валидации нечётких онтологий и гибридизацию онтологического аппарата с вероятностными и нейросетевыми моделями. Именно такой концептуальный переход, а не дальнейшее наращивание вычислительной мощности или совершенствование алгоритмов сенсинга, способен обеспечить практическую реализуемость когнитивных радиосетей в системах связи шестого поколения (6G).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mitola, J. Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio: technology doctor dissertation / Joseph Mitola. – Sweden, Royal Institute of Technology, 2000. – 313 p.

2. Haykin, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications / S. Haykin // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2005. – Vol. 23, Issue 2. – P. 201-220.

3. Haykin, S. Cognitive dynamic systems. Perception-action cycle, Radar and Radio / S. Haykin. – Cambridge University Press, 2012. – 322 p.

4. Rohde, U.L. Digital HF Radio: a sampling of techniques / U.L. Rohde // Ham Radio Magazine. – 1985. – Vol. 18, № 4. – P. 18-45.

5. Boyd, J.R. The essence of winning and losing / J.R. Boyd // Unpublished lecture notes. – 1996. – Vol. 12, № 23. – P. 123-125.

6. Найссер, У. Познание и реальность. Смысл и принципы когнитивной психологии / У. Найссер; пер. с англ. В.В. Лучкова. – М.: Прогресс, 1981. – 230 с.

7. Devroye, N. Cognitive Radio Networks / N. Devroye, M. Vu, V. Tarokh // IEEE Signal Processing Magazine. – 2008. – Vol. 25,

Issue 6. – P. 12-23.
8. Rehmani, M.H. Cognitive radio, mobile communications and wireless networks / M.H. Rehmani, R. Dhaou. – Springer, 2019. – 337 p.
9. Flexible and cognitive radio access technologies for 5G and beyond; edited by H. Arslan, E. Basar. – The Institution of Engineering and Technology, 2020. – 637 p.
10. Cognitive radio mobile Ad Hoc Networks; edited by R.F. Yu. – Springer, 2011. – 476 p.
11. Толстых, А.А. Интеллектуальный анализ данных на базе глубокого обучения с подкреплением для прогноза рабочих частот и полос в системе когнитивного радио / А.А. Толстых, А.Н. Голубинский // Информатика и автоматизация. – 2026. – Т. 25, № 2. – С. 301-322.
12. Степанова, Н.В. Искусственный интеллект в когнитивном радио / Н.В. Степанова // XXXIII Российская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы информатики, радиотехники и связи». – Самара: ПГУТИ, 2026. – Т. 1. – С. 247-248.
13. Попов, А.С. Оптимизация радиочастотного спектра в когнитивном радио / А.С. Попов, Н.А. Баев, Д.С. Фирсов // Вестник научных конференций. – 2025. – № 3-4(115). – С. 89-91.
14. Самков, М.Ю. Применение технологии SDR в системах связи / М.Ю. Самков // Всероссийская научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодые ученые в решении актуальных проблем науки», Красноярск, 17–18 апреля 2025 года. – Красноярск: СибГУ им. акад. М.Ф. Решетнева, 2025. – С. 680-681.
15. Карпук, А.А. Онтологический подход к разработке информационных систем управления использованием радиочастотного спектра / А.А. Карпук, В.В. Краснопрошин, А.В. Говорко // CSIST'2022. Информационные системы и технологии. Материалы международного научного конгресса по информатике. В 3-х частях, Минск, 27–28 октября 2022 года. Часть 2. – Минск: БГУ, 2022. – С. 244-250.
16. Ghafoor, U. Maximizing energy efficiency in 6G cognitive radio network / U. Ghafoor, A.M. Siddiqui // Digital Communications and Networks. – 2025. – Vol. 11, Issue 5. – P. 1356-1369.
17. Чертков, В.М. Имитационная модель когнитивного радио / В.М. Чертков, Р.П. Богуш, Е.Р. Адамовский, В.С. Рогулев // Информатика и автоматизация. – 2026. – Т. 25, № 1. – С. 200-233.
18. Энгельс, Ф. Анти-Дюринг. Переворот в науке, произведенный господином Евгением Дюрингом / Ф. Энгельс. – М.: Политиздат, 1988. – 480 с.
19. Ленин, В.И. Полное собрание сочинений: в 56 томах. Т. 18. Материализм и эмпириокритицизм / В.И. Ленин. – Изд. 5-е. – М.: Издательство политической литературы, 1968. – 556 с.
20. Корнфорт, М. Диалектический материализм / М. Корнфорт. – М.: Издательство иностранной литературы, 1956. – 501 с.
21. Рассел, Б. Философия логического атомизма / Б. Рассел; пер. с англ. В.А. Суровцева. – Томск: Водолей, 1999. – 192 с.
22. Russel, B. Vagueness / B. Russel // The Australasian Journal of Psychology and Philosophy. – 1923. – Vol. 1, Issue 2. – P. 84-92.
23. Zadeh, L. A Fuzzy-Set-Theoretic Interpretation of Linguistic Hedges / L. Zadeh // Journal of Cybernetics. – 1972. – Vol. 2, Issue 3. – P. 4-34.
24. Mandelbaum, M. Philosophy, science and sense perception: Historical and critical studies / M. Mandelbaum. – John Hopkins University Press, 2019. – 273 p.
25. Пятигорский, А.М. Мышление и наблюдение. Четыре лекции по обсервационной философии / А.М. Пятигорский. – М.: Азбука. Азбука-классика. Non-Fiction, 2021. – 192 с.
26. Kitsik, E. Conceptual inflation, communication and understanding, and collective attention / E. Kitsik // Philosophical Studies. – 2025. – Vol. 182. – P. 2657-2676.
27. Liao, S. 'Extremely Racist'and 'Incredibly Sexist': An empirical response to the charge of conceptual inflation / S. Liao, N. Hansen // Journal of the American Philosophical Association. – 2023. – Vol. 9, № 1. – P. 72-94.
28. Ferrier, J.F. Institutes of Metaphysic: Theory of knowing and beeing / J.F. Ferrier. – William Blackwood and Sons, 1856. – 573 p.
29. Лекторский, В.А. Эпистемология классическая и неклассическая / В.А. Лекторский. – М.: ЛЕНАНД, 2023. – 256 с.
30. Richards, C. Certain to win: The strategy of John Boyd, applied to business / C. Richards. – Xlibris Corporation, 2004. – 165 p.
31. Yao, D. An enhanced cooperative spectrum sensing scheme against SSDF attack based on Dempster-Shafer evidence theory for cognitive wireless sensor networks / D. Yao, S. Yuan, Z. Lv et al. // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 175881-175890.
32. Bednarek, P. Radio environmental map for the cognitive radio network simulator / P. Bednarek, D. Bicki, J. Lopatka // International Journal of Electronics and Telecommunication. – 2018. – Vol. 64, No. 1. – P. 45-49.
33. Адамовский, Е.Р. Модель формирования карты радиосреды для когнитивной системы связи на базе сотовой сети LTE / Е.Р. Адамовский, В.М. Чертков, Р.П. Богуш // Компьютерные исследования и моделирование. – 2022. – Т. 14, № 1. – С. 127-146.
34. Фокин, Г.А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G / Г.А. Фокин // Электросвязь. – 2020. – № 11. – С. 29-37.
35. Jiang, C. Machine learning paradigms for next-generation wireless networks / C. Jiang, H. Zhang, Y. Ren et al. // IEEE Wireless Communications. – 2016. – Vol. 24, No. 2. – P. 98-105.
36. Angelov, P.P. Explainable artificial intelligence: an analytical review / P.P. Angelov, E.A. Soares, R. Jiang et al. // Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery. – 2021. – Vol. 11, No. 5. – P. 1-13.
37. Sahin, A.F. XAI in Wireless Communications: A Case Study on Interpretable 5G Performance Analysis /A.F. Sahin, Y. Güven, S.T. Basaran, T. Kumbasar // 2025 IEEE 36th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC).
38. Alkhayyat, A. Fuzzy logic, genetic algorithms, and artificial neural networks applied to cognitive radio networks: A review / A. Alkhayyat, F. Abedi, A. Bagwari et al. // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2022. –Vol. 18, Issue 7. – P. 1-12.
39. Li, T. Network throughput optimization for random access narrowband cognitive radio Internet of Things (NB-CR-IoT) / T. Li, J. Yuan, M. Torlak // IEEE Internet of Things Journal. – 2018. – Vol. 5, No. 3. – P. 1436-1448.
40. Gorcin, A. Public safety and emergency case communications: Opportunities from the aspect of cognitive radio / A. Gorcin, H. Arslan // 2008 3rd IEEE symposium on new frontiers in dynamic spectrum access networks. – IEEE, 2008. – P. 1-10.
41. Elmasry, G.F. The progress of tactical radios from legacy systems to cognitive

radios / G.F. Elmasry // IEEE Communications Magazine. – 2013. – Vol. 51, No. 10. – P. 50-56.
42. Buljore, S. IEEE P1900.4 System overview on architecture and enablers for optimised radio and spectrum resource usage / S. Buljore, V. Merat, H. Harada et al. // 2008 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks.
43. Cognitive radio technology; edited by B.A. Fette. – Elsevier, 2006. – 649 p.
44. Горшков, С.В. Введение в онтологическое моделирование / С.В. Горшков. – ООО «Тринидата», 2016. – 150 с.
45. Bobillo, F. Fuzzy ontology representation using OWL 2 / F. Bobillo, U. Straccia // International journal of approximate reasoning. – 2011. – Vol. 52, No. 7. – P. 1073-1094.

Получено 17.09.2026;
принято к печати 23.09.2026

Cognitive radio ontology and epistemology in the context of implementing cognitive radio networks in practice

A.K. Svetashov, The M.I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication (NRCT), STC Analysis of EMC, engineer, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), assistance lecturer; svetashovak@nic-t.ru
S.A. Travnikov, MTUCI, associate professor, Ph.D.(Mil.); s.a.travnikov@mtuci.ru

Abstract. This article is dedicated to a logical and philosophical analysis of cognitive radio (CR) and cognitive radio networks (CRNs) as a scientific paradigm for building next-generation communication systems (5G-NR and 6G). Based on a synthesis of dialectical materialism, Russell's logical atomism, Mandelbaum's critical realism, and observational philosophy by A.M. Pyatigorsky, the ontological features of cognitive radio are demonstrated: processuality, graduality, and observer-dependence. It has been shown that the gap between the theory and practice of CRN deployment is due to the conceptual inflation of the "cognitive radio" concept. Furthermore, the epistemological constraints on the cognitive transceivers' capacity to comprehend the electromagnetic surroundings are illustrated. An ontological model of CRS in the FuzzyOWL2 language is proposed, and its limitations are outlined. The research results can be used in the further development of standards for dynamic spectrum access.

Keywords: cognitive radio, cognitive radio networks, dynamic spectrum access, ontology, epistemology, theory of knowledge.
For citation: Svetashov, A.K. Cognitive radio ontology and epistemology in the context of implementing cognitive radio networks in practice / A.K. Svetashov, S.A. Travnikov // Electrosvyaz. – 2026. – No. 10. – P. 88-98. (in russian)

REFERENCES

1. Mitola, J. Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio: technology doctor dissertation / Joseph Mitola. – Sweden, Royal Institute of Technology, 2000. – 313 p.
2. Haykin, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications / S. Haykin // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2005. – Vol. 23, Issue 2. – P. 201-220.
3. Haykin, S. Cognitive dynamic systems. Perception-action cycle, Radar and Radio / S. Haykin. – Cambridge University Press, 2012. – 322 p.
4. Rohde, U.L. Digital HF Radio: a sampling of techniques / U.L. Rohde // Ham Radio Magazine. – 1985. – Vol. 18, № 4. – P. 18-45.
5. Boyd, J.R. The essence of winning and losing / J.R. Boyd // Unpublished lecture notes. – 1996. – Vol. 12, № 23. – P. 123-125.
6. Neisser, U. Cognition and Reality. The Meaning and Principles of Cognitive Psychology / U. Neisser; translated from English by V.V. Luchkov. – Moscow: Progress, 1981. – 230 p. (in russian)
7. Devroye, **N.** Cognitive Radio Networks / N. Devroye, M. Vu, V. Tarokh // IEEE Signal Processing Magazine. – 2008. – Vol. 25, Issue 6. – P. 12-23.
8. Rehmani, M.H. Cognitive radio, mobile communications and wireless networks / M.H. Rehmani, R. Dhaou. – Springer, 2019. – 337 p.
9. Flexible and cognitive radio access technologies for 5G and beyond; edited by H. Arslan, E. Basar. – The Institution of Engineering and Technology, 2020. – 637 p.
10. Cognitive radio mobile Ad Hoc Networks; edited by R.F. Yu. – Springer, 2011. – 476 p.
11. Tolstykh, A. A. Intelligent data analysis based on deep reinforcement learning for predicting operating frequencies and bands in a cognitive radio system / A.A. Tolstykh, A.N. Golubinsky // Informatics and Automation. – 2026. – Vol. 25, No. 2. – P. 301-322. (in russian)
12. Stepanova, N.V. Artificial Intelligence in Cognitive Radio / N.V. Stepanova // Current Problems of Computer Science, Radio Engineering and Communications: Proceedings of the XXXIII Russian Scientific and Technical Conference, Samara, February 24–27, 2026. – Samara: Volga Region State University of Telecommunications and Informatics, 2026. – P. 247-248. (in russian)
13. Popov, A.S. Optimization of the radio frequency spectrum in cognitive radio / A.S. Popov, N.A. Baev, D.S. Firsov // Bulletin of Scientific Conferences. – 2025. – No. 3-4(115). – P. 89-91. (in russian)
14. Samkov, M.Y. Application of SDR technology in communication systems / M.Y. Samkov // Russian Scientific and practical Conference of students, postgraduates and young scientists «Young scientists in solving urgent problems of

science», Krasnoyarsk, April 17-18, 2025. – Krasnoyarsk: Siberian State University of Science and Technology, 2025. – P. 680-681 (in russian).

15. Karpuk, A.A. Ontological approach to the development of information systems for managing the use of the radio frequency spectrum / A.A. Karpuk, V.V. Krasnoproshin, A.V. Govorko // Information Systems and Technologies: Proceedings of the International Scientific Congress on Informatics. In 3 parts, Minsk, October 27–28, 2022. Part 2. – Minsk: Belarusian State University, 2022. – P. 244-250. (in russian)

16. Ghafoor, U. Maximizing energy efficiency in 6G cognitive radio network / U. Ghafoor, A.M. Siddiqui // Digital Communications and Networks. – 2025. – Vol. 11, Issue 5. – P. 1356-1369.

17. Chertkov, V.M. Simulation Model of Cognitive Radio / V.M. Chertkov, R.P. Bogush, E.R. Adamovsky, V.S. Rogulev // Informatics and Automation. – 2026. – Vol. 25, No. 1. – P. 200-233. (in russian)

18. Engels, F. Anti-Dühring. A Revolution in Science, Performed by Mr. Eugen Dühring / F. Engels. – Moscow: Politizdat, 1988. – 480 p. (in russian)

19. Lenin, V.I. Complete Works: in 56 volumes. Vol. 18. Materialism and Empirio-Criticism / V.I. Lenin. – 5th ed. – Moscow: Publishing House of Political Literature, 1968. – 556 p. (in russian)

20. Cornforth, M. Dialectical Materialism / M. Cornforth. – Moscow: Foreign Literature Publishing House, 1956. – 501 p. (in russian)

21. Russell, B. The Philosophy of Logical Atomism / B. Russell; translated from English by V.A. Surovtsev. – Tomsk: Vodoley Publishing House, 1999. – 192 p. (in russian)

22. Russel, B. Vagueness / B. Russel // The Australasian Journal of Psychology and Philosophy. – 1923. – Vol. 1, Issue 2. – P. 84-92.

23. Zadeh, L. A Fuzzy-Set-Theoretic Interpretation of Linguistic Hedges / L. Zadeh // Journal of Cybernetics. – 1972. – Vol. 2, Issue 3. – P. 4-34.

24. Mandelbaum, M. Philosophy, science and sense perception: Historical and critical studies / M. Mandelbaum. – John Hopkins University Press, 2019. – 273 p.

25. Pyatigorsky, A.M. Thinking and Observation. Four Lectures on Observational Philosophy / A.M. Pyatigorsky. – Moscow: Azbuka. Azbuka-Classics. Non-Fiction, 2021. – 192 p. (in russian)

26. Kitsik, E. Conceptual inflation, communication and understanding, and collective attention / E. Kitsik // Philosophical Studies. – 2025. – Vol. 182. – P. 2657-2676.

27. Liao, S. 'Extremely Racist'and 'Incredibly Sexist': An empirical response to the charge of conceptual inflation / S. Liao, N. Hansen // Journal of the American Philosophical Association. – 2023. – Vol. 9, № 1. – P. 72-94.

28. Ferrier, J.F. Institutes of Metaphysic: Theory of knowing and beeing / J.F. Ferrier. – William Blackwood and Sons, 1856. – 573 p.

29. Lektorsky, V.A. Epistemology: Classical and Non-Classical / V.A. Lektorsky. – Moscow: LENAND, 2023. – 256 p. (in russian)

30. Richards, C. Certain to win: The strategy of John Boyd, applied to business / C. Richards. – Xlibris Corporation, 2004. – 165 p.

31. Yao, D. An enhanced cooperative spectrum sensing scheme against SSDF attack based on Dempster-Shafer evidence theory for cognitive wireless sensor networks / D. Yao, S. Yuan, Z. Lv et al. // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 175881-175890.

32. Bednarek, P. Radio environmental map for the cognitive radio network simulator / P. Bednarek, D. Bicki, J. Lopatka // International Journal of Electronics and Telecommunication. – 2018. – Vol. 64, No. 1. – P. 45-49.

33. Adamovsky, E.R. Model for generating a radio environment map for a cognitive communication system based on an LTE cellular network / E.R. Adamovsky, V.M. Chertkov, R.P. Bogush // Computer Research and Modeling. – 2022. – Vol. 14, No. 1. – P. 127-146. (in russian)

34. Fokin, G.A. Utilisation of network positioning methods in the 5G ecosystem / G.A. Fokin // Electrosvyaz. – 2020. – No. 11. – P. 29-37. (in russian)

35. Jiang, C. Machine learning paradigms for next-generation wireless networks / C. Jiang, H. Zhang, Y. Ren et al. // IEEE Wireless Communications. – 2016. – Vol. 24, No. 2. – P. 98-105.

36. Angelov, P.P. Explainable artificial intelligence: an analytical review / P.P. Angelov, E.A. Soares, R. Jiang et al. // Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery. – 2021. – Vol. 11, No. 5. – P. 1-13.

37. Sahin, A.F. XAI in Wireless Communications: A Case Study on Interpretable 5G Performance Analysis /A.F. Sahin, Y. Güven, S.T. Basaran, T. Kumbasar // 2025 IEEE 36th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC).

38. Alkhayyat, A. Fuzzy logic, genetic algorithms, and artificial neural networks applied to cognitive radio networks: A review / A. Alkhayyat, F. Abedi, A. Bagwari et al. // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2022. –Vol. 18, Issue 7. – P. 1-12.

39. Li, T. Network throughput optimization for random access narrowband cognitive radio Internet of Things (NB-CR-IoT) / T. Li, J. Yuan, M. Torlak // IEEE Internet of Things Journal. – 2018. – Vol. 5, No. 3. – P. 1436-1448.

40. Gorcin, A. Public safety and emergency case communications: Opportunities from the aspect of cognitive radio / A. Gorcin, H. Arslan // 2008 3rd IEEE symposium on new frontiers in dynamic spectrum access networks. – IEEE, 2008. – P. 1-10.

41. Elmasry, G.F. The progress of tactical radios from legacy systems to cognitive radios / G.F. Elmasry // IEEE Communications Magazine. – 2013. – Vol. 51, No. 10. – P. 50-56.

42. Buljore, S. IEEE P1900.4 System overview on architecture and enablers for optimised radio and spectrum resource usage / S. Buljore, V. Merat, H. Harada et al. // 2008 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks.

43. Cognitive radio technology; edited by B.A. Fette. – Elsevier, 2006. – 649 p**.**

44. Gorshkov, S.V. Introduction to Ontological Modeling / S.V. Gorshkov. – Trinidata LLC, 2016. – 150 p. (in russian)

45. Bobillo, F. Fuzzy ontology representation using OWL 2 / F. Bobillo, U. Straccia // International journal of approximate reasoning. – 2011. – Vol. 52, No. 7. – P. 1073-1094.

Межрегиональное перенесение абонентского номера – новый этап развития услуги MNP

М.Ю. Кутепов, ФГАУ НИЦ Телеком, директор СИТ
И.А. Бухарев, ФГАУ НИЦ Телеком, начальник СИТ-ЦСТЭ БДПН
Г.В. Борисова, ФГАУ НИЦ Телеком, заместитель начальника СИТ-ЦСТЭ БДПН
Е.Б. Купцова, ФГАУ НИЦ Телеком, заместитель начальника СИТ-ЦСТЭ БДПН
В.В. Плахов, ФГАУ НИЦ Телеком, ведущий специалист СИТ-ЦСТЭ БДПН-ОТЭ

DOI: 10.34832/ELSV.2026.84.10.011

Анализ информации, содержащейся в базе данных перенесённых абонентских номеров (БДПН), показывает, что услуга перенесения абонентских номеров (Mobile Number Portability, MNP) вызывает все больший интерес у абонентов. С 1 декабря 2013 года благодаря БДПН более 41 млн человек воспользовались возможностью сменить оператора подвижной радиотелефонной связи, сохранив номер телефона. При этом за 9 месяцев 2026 года было перенесено более 6,3 млн абонентских номеров, в то время как за аналогичный период прошлого года этот показатель составил 3,5 млн абонентских номеров.

В сентябре 2026 года пройден очередной этап освобождения абонентов от так называемого «мобильного рабства». Постановлением Правительства Российской Федерации от 30.04.2026 № 510 «О внесении изменений в некоторые акты Правительства Российской Федерации» (ППРФ № 510) [1] закреплено право абонента сохранить абонентский номер в случае перенесения абонентского номера к другому оператору связи в пределах территории Российской Федерации без ограничения территорией субъекта (региона) Российской Федерации, указанной в решении о выделении оператору подвижной радиотелефонной связи ресурса нумерации, включающего в себя переносимый абонентский номер.

Кроме того, теперь абоненты могут, не меняя оператора связи, переводить свой номер в другой регион.

Этим же постановлением внесены изменения в Правила распределения и использования ресурсов нумерации единой сети электросвязи Российской Федерации, утвержденные постановлением Правительства Российской Федерации от 24.01.2024 № 60 «Об утверждении Правил распределения и использования ресурсов нумерации единой сети электросвязи Российской Федерации» [2]. Теперь если абонент принимает решение о сохранении своего абонентского номера при заключении нового договора об оказании услуг связи с другим оператором подвижной радиотелефонной связи, не требуется согласие Минцифры России на передачу абонентского номера другому оператору связи и(или) на использование абонентского номера оператором связи в составе ресурса нумерации, закрепленного за другим субъектом Российской Федерации, на срок действия такого договора об оказании услуг связи с данным абонентом, также не требуется и внесение таких изменений в реестр Российской системы и плана нумерации.

ПЕРВЫЕ ИТОГИ ВНЕДРЕНИЯ УСЛУГИ МЕЖРЕГИОНАЛЬНОГО MNP

По данным Федеральной службы государственной статистики (Росстат), внутренняя миграция в Российской Федерации за последние 10 лет составляет от 3,4 млн до 4,3 млн человек в год (рис. 1). Это составляет примерно 2–3% от всего населения Российской Федерации (или около 1,5% от активных SIM-карт).

Молодые люди переезжают для получения образования, работающие люди – в поисках заработка с более высокой оплатой, пенсионеры ориентируются на более подходящий климат и условия для проживания.

Можно с уверенностью предположить, что при переезде в другой регион России граждане заинтересованы в сохранении своих абонентских номеров, чтобы не терять свой круг общения и доступ к привычным сервисам. Об этом говорят поступавшие ранее в адрес Минцифры России и оператора базы данных перенесенных абонентских номеров (БДПН) обращения абонентов по вопросам возможности перенесения абонентских номеров между субъектами (регионами) Российской Федерации (*для справки – распоряжениями Правительства Российской Федерации от 19.08.2022 № 2333-р и от 13.02.2025 № 319-р оператором БДПН определено ФГАУ НИЦ Телеком [3, 4]*).

Кроме того, по данным социологического опроса, проведённого с помощью независимого онлайн-сервиса Яндекс.Взгляд, более 50% из 2129 опрошенных респондентов хотели бы иметь возможность переехать со своим абонентским номером в случае смены региона Российской Федерации [5].

Уже первый месяц оказания услуги межрегионального переноса номера показал интерес абонентов к новым видам услуг MNP.

Так, в период с 1 по 30 сентября 2026 года в БДПН зарегистрировано в общей сложности 2 492 040 заявок на перенос номеров. Из них:

– 218 912 заявок были поданы на межрегиональный перенос абонентского номера, что составляет 8,78% от общего количества заведенных заявок;

– 6 322 заявок – на межрегиональный перевод абонентского номера внутри сети связи одного оператора подвижной радиотелефонной связи, что составляет 0,25% от общего количества заведенных заявок.

При этом из 647 616 успешно перенесенных абонентских номеров

– 47 917 абонентских номеров было переведено по процессу межрегионального переноса, что составляет 7,39% от общего количества перенесенных абонентских номеров;

– 6 259 абонентских номеров было переведено по процессу межрегионального перевода абонентского номера внутри сети связи одного оператора подвижной радиотелефонной связи, что составляет около 1% от общего количества перенесенных абонентских номеров.

Динамика количества заведенных заявок и перенесенных номеров при оказании услуги «Межрегиональный перенос номера» в сентябре 2026 года представлена на рис. 2.

Следует отметить обширную географию межрегиональных переносов. Услугой межрегионального переноса номера воспользовались абоненты таких регионов Российской Федерации, как Москва и Московская область, Санкт-Петербург и Ленинградская область, Республика Крым и г. Севастополь, Краснодарский край, Чеченская Республика и другие. Регионы-лидеры по MNP представлены в табл. 1 и 2.

Рисунок 1
Динамика внутренней миграции в Российской Федерации

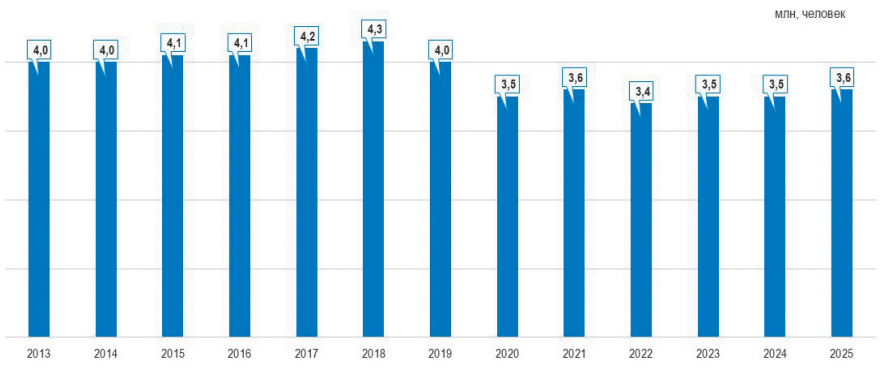
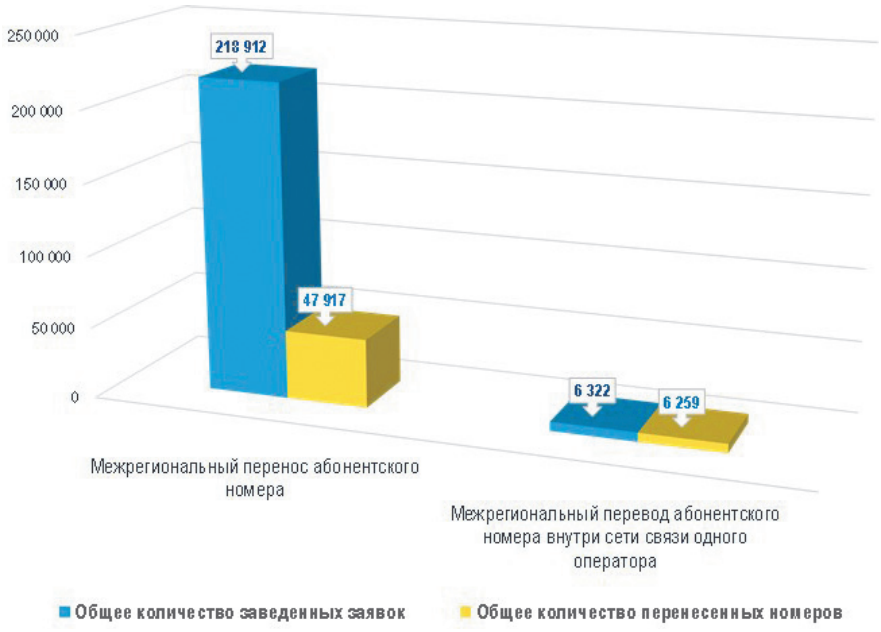


Рисунок 2
Динамика количества заведенных заявок и перенесенных номеров при оказании услуги межрегионального переноса номера в сентябре 2026 года



ИЗ ИСТОРИИ ВНЕДРЕНИЯ МЕЖРЕГИОНАЛЬНОГО MNP

Вопрос об отмене территориальных ограничений на перенесение абонентского номера назревал давно. Однако основными блокирующими факторами, препятствующими внедрению возможности оказания услуги MNP для перенесения абонентских номеров между различными субъектами Российской Федерации (межрегионального MNP), являлись особенности построения сети связи общего пользования (ССОП) РФ и действующие правила пропуска трафика. Существующая парадигма построения ССОП предполагает наличие различных уровней построения сетей электросвязи (местный, зоновый, междугородный и международный уровни), которые определяются постановлением Правительства Российской Федерации от 21.01.2022 № 29 «Об утверждении правил присоединения сетей электросвязи и их взаимодействия...» [6]. В процессе пропуска трафика операторы связи должны руководствоваться приказом Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 07.02.2022 № 94 «Об утверждении Требований к порядку пропуска трафика в телефонной сети связи общего пользования» [7].

Таблица 1
Топ-10 пар регионов РФ, в которых был осуществлен межрегиональный перенос абонентского номера

«Новый» регион	«Прежний» регион
Краснодарский край	Республика Крым, г. Севастополь
Республика Крым, г. Севастополь	Краснодарский край
Краснодарский край	Донецкая Народная Республика
Чеченская Республика	Херсонская область
Республика Дагестан	Республика Крым, г. Севастополь
Кабардино-Балкарская Республика	Республика Крым, г. Севастополь
г. Москва, Московская область	г. Санкт-Петербург, Ленинградская область
г. Москва, Московская область	Краснодарский край
Чеченская Республика	Республика Крым, г. Севастополь
Краснодарский край	Запорожская область

Таблица 2
Топ-10 пар регионов РФ, в которых был осуществлен межрегиональный перевод абонентского номера внутри сети связи одного оператора

«Новый» регион	«Прежний» регион
Кабардино-Балкарская Республика	Чеченская Республика
Ставропольский край	Чеченская Республика
Тюменская область	Ханты-Мансийский автономный округ – Югра
г. Москва, Московская область	г. Санкт-Петербург, Ленинградская область
Тюменская область	Ямало-Ненецкий автономный округ
г. Москва, Московская область	Краснодарский край
г. Москва, Московская область	Ростовская область
г. Санкт-Петербург, Ленинградская область	г. Москва, Московская область
г. Москва, Московская область	Саратовская область
г. Москва, Московская область	Волгоградская область

При изменении региона обслуживания абонентского номера в данной парадигме построения могут возникнуть ситуации различного рода технических и/или экономических коллизий, которые будут связаны с особенностями оборудования узлов связи сетей операторов фиксированной телефонной связи. До недавнего времени оборудование, используемое на этих сетях, не обладало в полной мере возможностью программного обновления таблиц маршрутизации вызовов по маршрутным номерам.

Для внедрения межрегионального MNP было принято решение реализовать в БДПН новый бизнес-процесс, определить БДПН в качестве первоисточника актуальной информации о маршрутных номерах, содержащих в себе сведения об идентификаторе субъекта Российской Федерации, а также инициировать проведение модернизации оборудования на сетях операторов связи и доработку его программного обеспечения для осуществления маршрутизации вызова на основе маршрутного номера из БДПН.

В 2022 году Минцифры России было принято решение о проведении на площадке оператора БДПН пилотного проекта по тестированию межрегионального переноса номера при участии операторов подвижной радиотелефонной связи.

В ноябре-декабре 2022 года были проведены первые испытания основных бизнес-процессов перенесения абонентского номера и корректности их реализации в программном обеспечении БДПН без ограничений на перенесение абонентского номера между различными субъектами Российской Федерации и на привязку к региону обслуживания абонентского номера, а также проверка корректности маршрутизации вызовов и сигнальных сообщений. В испытаниях приняли участие оператор БДПН, операторы связи ООО «Т-Моб» и ООО «СИМ ТЕЛЕКОМ». Полученные результаты испытаний подтвердили возможность технической реализации межрегионального MNP как на стороне БДПН, так и на стороне операторов подвижной радиотелефонной связи.

В дальнейшем в период с 01.06.2024 по 25.10.2024 были организованы расширенные испытания межрегионального MNP с большим количеством участников в соответствии с доработанной по замечаниям операторов связи Программой и методикой испытаний. В испытаниях приняли участие оператор БДПН (на тот момент ФГБУ НИИР (ныне ФГАУ НИЦ Телеком) и его филиалы ЛОНИИР, СОНИИР, Испытательный центр «Омега»), а также операторы связи ООО «МиАТел», ООО «Сбербанк-Телеком», ООО «СИМ ТЕЛЕКОМ», ООО «Т2 Мобайл», ООО «Т-Моб», ПАО «ВымпелКом», ПАО «МТС», ПАО «Ростелеком» (в части тестирования вызовов из сетей фиксированной телефонной связи). Проведение испытаний осуществлялось в несколько последовательных этапов, в рамках которых выполнялось как совместное, так и независимое тестирование различных процессов перенесения абонентского номера, маршрутизации трафика, его тарификации и осуществления комплекса оперативно-разыскных мероприятий.

Проведенные испытания вновь подтвердили возможность технической реализации на стороне БДПН и операторов подвижной радиотелефонной связи бизнес-процесса перенесения абонентских номеров

в пределах всей территории Российской Федерации.

Учитывая данные по внутренней миграции населения в Российской Федерации, пожелания граждан, поступавшие в адрес Минцифры России и оператора БДПН, а также результаты проведенных испытаний, министерство в рамках совершенствования услуги MNP приняло решение о внедрении межрегионального перенесения абонентских номеров. Постановлением Правительства Российской Федерации от 30.04.2026 № 510 «О внесении изменений в некоторые акты Правительства Российской Федерации» [1] закреплено право абонента сохранить абонентский номер в случае перенесения абонентского номера к другому оператору связи в пределах территории Российской Федерации без ограничения территорией субъекта (региона) Российской Федерации, указанной в решении о выделении оператору подвижной радиотелефонной связи ресурса нумерации, включающего в себя переносимый абонентский номер.

После принятия Правительством Российской Федерации решения о снятии территориальных ограничений для услуги MNP в период с 20.03.2026 по 31.08.2026 были организованы мероприятия по отработке взаимодействия операторов подвижной радиотелефонной связи с оператором БДПН в ходе реализации межрегионального MNP. Испытания проводились под пристальным вниманием со стороны Минцифры России. Участники тестирования еженедельно отчитывались о результатах проведенных за этот период испытаний.

Целью данных испытаний всё так же являлась комплексная проверка основных бизнес-процессов перенесения абонентского номера с условием отсутствия ограничений на перенесение абонентского номера между различными субъектами Российской Федерации и на привязку к региону обслуживания абонентского номера, а также корректности маршрутизации вызовов и сигнальных сообщений.

В ходе испытаний как на тестовом, так и на продуктивном контурах БДПН осуществлялась проверка возможности переноса абонентского номера между различными субъектами Российской Федерации для физических лиц, юридических лиц и госзаказчиков, а также проверка корректности маршрутизации, тарификации вызовов и межоператорских расчётов за пропуск трафика с учётом межрегионального переноса номеров.

В тестировании приняли участие следующие операторы подвижной радиотелефонной связи: ПАО «МегаФон», ООО «Скартел», ООО «Т2 Мобайл», ПАО «Ростелеком», ООО «Газпром Телеком», АО «МТТ», ООО «Сбербанк-Телеком», ООО «Т-Моб».

По окончании испытаний операторы подвижной радиотелефонной связи подтвердили готовность к технической реализации бизнес-процесса перенесения абонентских номеров в пределах всей территории Российской Федерации.

МЕЖРЕГИОНАЛЬНЫЙ ПЕРЕНОС АБОНЕНТСКОГО НОМЕРА

В соответствии с Правилами оказания услуг телефонной связи, утвержденных постановлением Правительства Российской Федерации от 30.12.2024 № 1994 (с изменениями на 30.04.2026) (ПОУТС) [8] при перенесении абонентского номера, включенного в ресурс нумерации и закрепленного за одним субъектом Российской Федерации, при котором абонентский номер используется в составе ресурса нумерации, закрепленного за другим субъектом Российской Федерации, в заявлении о перенесении абонентского номера дополнительно указываются сведения о субъекте Российской Федерации, в который необходимо перенести абонентский номер.

Таким образом, при перенесении абонентского номера в другой регион абонент в заявлении о перенесении абонентского номера должен указать следующие сведения:

- переносимый абонентский номер;
- данные абонента (для абонента - физического лица – фамилия, имя, отчество (при наличии), серия и номер документа, удостоверяющего личность; для абонента - индивидуального предпринимателя – фамилия, имя, отчество (при наличии), серия и номер документа, удостоверяющего личность, индивидуальный номер налогоплательщика; для абонента - юридического лица – наименование (фирменное наименование) организации юридического лица, индивидуальный номер налогоплательщика;
- дата подачи абонентом заявления о перенесении абонентского номера;
- срок начала оказания услуг подвижной радиотелефонной связи оператором-реципиентом;
- решение абонента об одностороннем отказе от исполнения договора об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи, заключенного с оператором-донором;
- согласие абонента погасить задолженность перед оператором-донором;
- согласие абонента перейти на авансовую систему оплаты услуг подвижной радиотелефонной связи,
- субъект Российской Федерации, в который необходимо перенести абонентский номер.

Далее процесс перенесения абонентского номера в другой регион России происходит аналогично процессу перенесения абонентского номера внутри региона, включая механизм проведения сверки сведений об абоненте, полученных от оператора-реципиента, с аналогичными сведениями, указанными в заключенном между оператором-донором и абонентом договоре об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи с использованием переносимого абонентского номера, полученными от оператора-донора (так называемый независимый арбитраж MNP) [9].

Следует отметить, что на настоящий момент времени остаются пока не до конца урегулированными

вопросы маршрутизации вызовов на перенесенные номера с сетей связи операторов фиксированной телефонной связи. Для решения этих вопросов прорабатываются необходимые изменения в следующие нормативные правовые акты: постановление Правительства Российской Федерации от 21.01.2022 № 29 «Об утверждении Правил присоединения сетей электросвязи и их взаимодействия и признании утратившими силу некоторых актов и отдельных положений некоторых актов Правительства Российской Федерации»; приказ Минкомсвязи России от 19.03.2014 № 56 «Об утверждении Требований к оказанию услуг телефонной связи в части установления телефонных соединений и передачи коротких текстовых сообщений с использованием перенесенных абонентских номеров»; приказ Минцифры России от 07.02.2022 № 94 «Об утверждении Требований к порядку пропуска трафика в телефонной сети связи общего пользования».

ПЕРЕВОД АБОНЕНТСКОГО НОМЕРА В ДРУГОЙ РЕСУРС НУМЕРАЦИИ

Зачастую человек, переехавший в другой регион России, не хочет менять оператора связи, ему нужно только перевести свой номер в регион, в который он переехал. Теперь такая возможность у него появилась. Постановлением Правительства Российской Федерации от 30.04.2026 № 510 в ПОУТС введено понятие «перевод абонентского номера в другой ресурс нумерации» – услуга, оказываемая оператором связи абоненту, которая включает в себя совокупность организационно-технических мероприятий, позволяющих абоненту, которому на основании договора об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи выделен абонентский номер, включенный в ресурс нумерации и закрепленный за одним субъектом Российской Федерации, использовать этот абонентский номер в составе ресурса нумерации, выделенного оператору связи и закрепленного за другим субъектом Российской Федерации, при соблюдении условий, установленных ПОУТС.

Теперь абонент вправе обратиться к оператору связи, осуществляющему оказание услуг подвижной радиотелефонной связи абоненту, с заявлением о переводе абонентского номера в другой ресурс нумерации в отношении абонентского номера, ранее выделенного ему на основании договора об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи, в другой ресурс нумерации (в другой регион).

В этом случае в заявлении абонент должен указать следующие сведения:

– абонентский номер, который необходимо перевести в ресурс нумерации, закрепленный за другим субъектом Российской Федерации;

– данные об абоненте в объеме, предусмотренном ПОУТС;

– субъект Российской Федерации, в ресурс нумерации которого необходимо перевести абонентский номер (субъект назначения);

– дата подачи абонентом заявления о переводе абонентского номера в другой ресурс нумерации;

– подтверждение об ознакомлении с информацией о возможном применении оператором связи в отношении абонента требований ПОУТС, направленных на борьбу с «тарифным туризмом», при наступлении указанных в нем оснований.

При переводе абонентского номера в другой ресурс нумерации абонент обязан:

- выбрать тарифный план из перечня тарифных планов, которые применяются оператором связи на территории субъекта назначения;
- в случае технической необходимости (по требованию оператора связи) получить на территории субъекта назначения неактивированный идентификационный модуль или информацию для пользовательского (оконечного) оборудования, имеющего встроенный идентификационный модуль.

Перевести абонентский номер в другой ресурс нумерации можно при соблюдении следующих условий:

- наличие у оператора связи действующей лицензии на оказание услуг подвижной радиотелефонной связи на территории региона, в который переводится абонентский номер (не у всех операторов связи есть лицензии на оказание таких услуг связи на территории всей Российской Федерации);
- истечение 30 календарных дней со дня заключения договора об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи между оператором связи и абонентом в отношении переводимого абонентского номера и 60 календарных дней со дня перевода абонентского номера в другой ресурс нумерации или переноса абонентского номера от другого оператора связи на дату подачи заявления о переводе абонентского номера в другой ресурс нумерации (если такие перевод либо перенос номера имели место);
- оказание услуг подвижной радиотелефонной связи абоненту не приостановлено в связи с утратой идентификационного модуля, по решению суда или в связи с нарушением абонентом условий договора об оказании услуг подвижной радиотелефонной связи;
- отсутствие активной процедуры перенесения абонентского номера либо перевода данного абонентского номера в другой ресурс нумерации, а также отсутствие активной процедуры погашения задолженности по предыдущему перенесению абонентского номера.

Если все эти условия выполнены, абонентский номер будет переведен в ресурс нумерации другого региона.

Дата и время перевода абонентского номера в другой ресурс нумерации определяются оператором связи самостоятельно. При этом такой срок не может быть позднее четвертого календарного дня со дня подачи абонентом заявления о переводе абонентского номера в другой ресурс нумерации. В случае отсутствия технической возможности перевода абонентского номера в другой ресурс нумерации дата такого перевода может быть отложена, но не более чем на одни сутки.

Перевод абонентского номера в другой ресурс нумерации выполняется через БДПН. Взаимодействие оператора связи и оператора БДПН осуществляется в соответствии с требованиями к порядку организационно-технического взаимодействия [10].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедрение межрегионального MNP является логическим завершением процесса внедрения услуги MNP в России, начатого в декабре 2013 года. Внедрение данной услуги позволяет полностью отменить «мобильное рабство» и способствует развитию конкуренции на телекоммуникационном рынке.

Созданные условия станут драйвером для операторов подвижной радиотелефонной связи в части улучшения качества услуг связи и совершенствования тарифных планов, поскольку абоненты получают возможность смены оператора связи с сохранением абонентского номера при любых переездах.

Кроме того, среди внутренних мигрантов имеется заинтересованность сохранять за собой свои телефонные номера, чтобы не терять связь со своим привычным кругом общения и при этом пользоваться своим абонентским номером в регионе переезда, как в «домашнем» регионе. Межрегиональное MNP позволяет полностью реализовать такую возможность.

Внедрение в дальнейшем новых сервисов подачи заявления о перенесении абонентского номера к другому оператору связи с использованием уже хорошо знакомого гражданам портала Госуслуг (сервис ЕПГУ), а также портала оператора БДПН (портал «МеТраНом») [11] предоставляют возможность переходить от одного оператора связи к другому с сохранением своего абонентского номера большей частью в дистанционном режиме – от выбора оператора связи и его тарифного плана до подачи заявления о перенесении абонентского номера и отслеживания статуса выполнения его заявки.

Достоверность данных абонента при передаче верифицированного заявления с данными из ЕСИА в сторону оператора-донора, а также сверка данных абонента с данными из договора с оператором-донором с помощью механизма независимого арбитража MNP значительно повышают вероятность успешного завершения процесса переноса абонентского номера.

Таким образом, можно отметить, что услуга MNP в России все более совершенствуется: с одной стороны, внедряются новые сервисы, с другой стороны, повышается доступность услуги.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постановление Правительства Российской Федерации от 30.04.2026 № 510 «О внесении изменений в некоторые акты Правительства Российской Федерации».

2. Постановление Правительства Российской Федерации от 24.01.2024 № 60 «Об утверждении Правил распределения и использования ресурсов нумерации единой сети электросвязи Российской Федерации».

3. Распоряжение Правительства РФ от 19.08.2022 № 2333-р «Об операторе базы данных перенесённых абонентских номеров и признании утратившим силу распоряжения Правительства РФ от 9 октября 2013 г. № 1832-р».

4. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 13.02.2025 № 319-р «О внесении изменений в распоряжение Правительства Российской Федерации от 19.08.2022 № 2333-р».

5. НИЦ Телеком стал независимым арбитром при переносе мобильных номеров // Электросвязь. – 2025. – № 11. – С. 95-97.

6. Постановление Правительства Российской Федерации от 21.01.2022 № 29 «Об утверждении правил присоединения сетей электросвязи и их взаимодействия и признании утратившими силу некоторых актов и отдельных положений некоторых актов Правительства Российской Федерации».

7. Приказ Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 07.02.2022 № 94 «Об утверждении Требований к порядку пропуска трафика в телефонной сети связи общего пользования».

8. Постановление Правительства Российской Федерации от 30.12.2024 № 1994 «Об утверждении Правил оказания услуг телефонной связи и перечня организаций, имеющих право осуществлять подтверждение сведений об абоненте - физическом лице».

9. Рисман, В.О. Услуга переноса мобильных номеров. Арбитраж MNP как средство повышения качества оказания услуги MNP / В.О. Рисман, М.Ю. Кутепов, И.А. Бухарев, Е.Б. Купцова // Электросвязь. – 2025. – № 2. – С. 9-16.

10. Приказ Министерства связи и массовых коммуникаций РФ от 19.01.2016 № 3 «Об утверждении Требований к порядку организационно-технического взаимодействия операторов подвижной радиотелефонной связи при обеспечении перенесения абонентского номера».

11. Кутепов, М.Ю. Совершенствование бизнес-процессов MNP для обеспечения перенесения абонентских номеров в дистанционном режиме / М.Ю. Кутепов, И.А. Бухарев, Е.Б. Купцова // Электросвязь. – 2023. – № 12. – С. 3-7.

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



















105 064, РОССИЯ,
МОСКВА, УЛ. КАЗАКОВА, 16

+7 (495) 647-17-77

INFO@ELSV.RU



105 064, РОССИЯ,
МОСКВА, УЛ. КАЗАКОВА, 16

+7 (495) 647-17-77

INFO@ELSV.RU