

Издательский дом

МЕДИА ПАБЛИШЕР

Научный журнал "Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт"

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобрнауки России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия

Свидетельство о регистрации СМИ:

ПИ № ФС77-55956.

Дата выдачи: 07 ноября 2013 г.

Язык публикации: русский, английский.

Территория распространения:

Российская Федерация, зарубежные страны

Тираж: 1000 экз.

Периодичность выхода: 12 номеров в год

Стоимость одного экземпляра: 1000 руб.

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

Предпечатная подготовка:

ООО "ИД Медиа Паблишер"

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет

Материалы, опубликованные в журнале — собственность ООО "ИД Медиа Паблишер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2026

Адрес редакции и издателя

111024, Россия, Москва, ул. Авиамоторная,
д. 8, стр. 1, офис 323

e-mail: t-comm@media-publisher.ru

Тел.: +7 (495) 957-77-43

Адрес типографии

Москва, ул. Складочная, д. 3, корп. 6

Индексация журнала:

Ulrich's Periodicals Directory; RSCI; EBSCO; elibrary.ru (ПИНЦ)
Google Scholar; CyberLeninka (Open Science);
Bielefeld Academic Search Engine (BASE); OCLC WorldCat;
Registry of Open Access Repositories (ROAR)

Journal is registered by Federal Service for monitoring compliance with cultural heritage protection law

ISSN 2072-8743 (Online) ISSN 2072-8735 (Print)

Media Registration Certificate

PI No. FS77-55956. Date of issue: November 7, 2013

Publication language: Russian, English.

Distribution Territory: Russian Federation, foreign countries

All articles and illustrations are copyright. All rights reserved.

No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company

© "Media Publisher", 2026

Editorial and Publisher Address

111024, Russia, Moscow, Aviamotornaya str. 8, bloc 1, office 323

e-mail: t-comm@media-publisher.ru.

Tel.: +7 (495) 957-77-43

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ МЕДИА ПАБЛИШЕР



ПОЛНЫЙ ЦИКЛ ПОДГОТОВКИ КНИГ, ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗДАНИЙ И РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ЛИТЕРАТУРНОЕ И ТЕХНИЧЕСКОЕ РЕДАКТИРОВАНИЕ

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ОФСЕТНАЯ И ЦИФРОВАЯ ПЕЧАТЬ

www.media-publisher.ru

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобрнауки России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций

Учредитель

ООО "Издательский дом Медиа Паблишер"

Главный редактор

Тихвинский Валерий Олегович

Издатель

Дымкова Светлана Сергеевна
ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

Аджемов Артём Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Анютин Александр Павлович

(д.ф.-м.н., профессор, член программного и оргкомитетов WSEAS), Россия, Мексика

Бестугин Александр Роеальдович

(д.т.н., профессор ГУАП), Россия

Вааль Альберт

(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия

Варламов Олег Витальевич

(д.т.н., в.н.с. МТУСИ), Россия

Головачев Юлиус

(управляющий консультант Detecon International GmbH), Германия

Гребенников Андрей Викторович

(Sumitomo Electric Europe), Великобритания

Данилов Владимир Григорьевич

(д.ф.-м.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Дулкейтс Эрик

(д.т.н., старший исполнительный директор

корпорации Detecon), Силиконовая долина, США

Елизаров Андрей Альбертович

(д.т.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Ибрагимов Байрам

(д.т.н., профессор Азербайджанского технического

университета, АзТУ), Азербайджан

Корбетт Ровэлл

(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США

Кузовкова Татьяна Алексеевна

(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия

Лазарева Галина Геннадьевна

(член-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор РАН, РУДН), Россия

Лернер Илья Михайлович

(д.т.н., КНИТУ-КАИ), Россия

Ныркв Анатолий Павлович

(д.т.н., профессор, ГУМРФ им. адмирала С.О. Макарова), Россия

Омельянов Георгий Александрович

(д.ф.-м.н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика

Самойлов Александр Георгиевич

(д.т.н., профессор Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых), Россия

Сысоев Николай Николаевич

(д.ф.-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия

Чиров Денис Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шаврин Сергей Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шарп Майкл

(д.э.н., Европейский институт стандартизации – ETSI), Великобритания

Яшина Марина Викторовна

(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Ермакова А.В., Варламов О.В.

Разработка и имитационное моделирование алгоритма интеллектуального распределения радиоресурсов на основе взаимодействия xApp и gApp в архитектуре Open RAN

4

Покаместов Д. А., Крюков Я. В., Рогожников Е. В.,
Землянухин С. Ю., Литвинов Р.В., Заболоцкий А.М.

Метод синтеза масштабируемых кодовых книг SCMA

18

Левченко Н.Р., Костин М.С., Гусейн-заде Н.Г.

Функциональные режимы киберфизической SPICE-эмуляции и отладки сигнальных аудиомодулей

27

СВЯЗЬ

Крейнделин В.Б., Варукина Л.А.

Обобщение метрик Джини и Джейна для решения задачи справедливого распределения ресурсов в системах с неортогональным доступом

35

ИНФОРМАТИКА

Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д., Киреев А.А.

Исследование методов динамического управления параметрами сети связи

44

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Чинь С.Б., Газизов Т.Р.

Создание разреженных проводно-сеточных антенн с уменьшенной ЭПР, используя новую модификацию аппроксимации оптимальной токовой сеткой

54

Горлов Н. И., Богатырева О.А.

Сравнительное исследование методов уменьшения погрешностей при измерении пиковой частоты спектра обратного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна в стандартных оптических волокнах

66

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Ermakova A.V., Varlamov O.V.
Development and simulation of an algorithm for intelligent radio resource allocation based on the Open RAN Architecture xApp and rApp components interaction 4

Pokamestov D.A., Kryukov Ya.V., Rogozhnikov E.V., Zemlyanukhin S.Yu., Litvinov R.V., Zabolotskiy A.M.
A method for the design of scalable SCMA codebooks 18

Levchenko N.R., Kostin M.S., Gusein-zade N.G.
Functional modes of cyber-physical SPICE emulation and debugging of signal audio modules 27

COMMUNICATIONS

Kreyndelin V.B., Varukina L.A.
Generalizing Jain and Gini Indices for fair power allocation in systems of non-orthogonal multiple access 35

COMPUTER SCIENCE

Leokhin Yu.L., Dymkova S.S., Fatkhulin T.D., Kireev A.A.
Researching Methods for Dynamic Control of Communication Network Parameters 44

PUBLICATIONS IN ENGLISH

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Trinh X.B., Gazizov T.R.
Generating low-RCS sparse wire grid antennas using new modification of optimal current grid approximation 54

Gorlov N.I., Bogatyreva O.A.
Comparative study of methods for reducing errors in measuring the peak frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering spectrum in standard optical fibers 66

T - C o m m

Telecommunications and transport

Volume 20. No. 8-2026

Release date: 20.08.2026

The journal is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses.

Founder: "Media Publisher", Ltd.

Publisher: Svetlana S. Dymkova
ds@media-publisher.ru

Editor in Chief: Dr. Valery O. Tikhvinskiy

Editorial board

Artem S. Adzhemov
Doctor of sciences, Professor MTUCI, [Russia](#)

Alexander P. Anyutin
Doctor of sciences, Professor, member of the program and organizing committee WSEAS, [Russia](#), [Mexico](#)

Aleksandr R. Bestugin
Doctor of sciences, Professor SUAI, [Russia](#)

Corbett Rowell
Full Professor: Electronic & Electrical Engineering
Nazarbayev University, [Hong Kong \(China\)](#), [USA](#)

Denis S. Chirov
Doctor of sciences, MTUCI, [Russia](#)

Vladimir G. Danilov
Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, [Russia](#)

Eric Dulkeyts
Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, [USA](#)

Julius Golovachyov
Managing Consultant Detecon International GmbH, [Germany](#)

Andrey Grebennikov
Ph.D., Sumitomo Electric Europe, [United Kingdom](#)

Bayram Ibrahimov
Ph.D., Professor of Azerbaijan Technical University (AzTU),
[Azerbaijan](#)

Tatyana A. Kuzovkova
Doctor of sciences, MTUCI, [Russia](#)

Galina G. Lazareva
Corresponding Member, RAS, Doctor of sciences, Professor RAS,
RUDN, [Russia](#)

Ilya M. Lerner
Doctor of sciences, KNRTU-KAI, [Russia](#)

Anatoliy P. Nyrkov
Doctor of sciences, Professor of Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, [Russia](#)

Georgii A. Omel'yanov
Doctor of sciences, Universidad de Sonora,
Department of Mathematics, Hermosillo, [Mexico](#)

Alexander G. Samoilov
Doctor of sciences, VLSU, [Russia](#)

Michael Sharpe
PhD, European Standards Institute – ETSI, [United Kingdom](#)

Sergey S. Shavrin
Doctor of sciences, MTUCI, [Russia](#)

Nikolai N. Sysoev
Doctor of sciences, Dean of the Faculty of Physics
of Moscow State University Lomonosov, [Russia](#)

Oleg V. Varlamov
Doctor of sciences, MTUCI, [Russia](#)

Albert Waal
Ph.D., Senior Research Fellow University of Hanover. Leibniz
at the Department of Communications Technology, [Germany](#)

Marina V. Yashina
Doctor of sciences, Professor MTUCI, [Russia](#)

Andrey A. Yelizarov
Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, [Russia](#)

www.media-publisher.ru

РАЗРАБОТКА И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОРЕСУРСОВ НА ОСНОВЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КОМПОНЕНТОВ xAPP И rAPP В АРХИТЕКТУРЕ OPEN RAN

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-4-17

Manuscript received 11 May 2026;
Accepted 17 July 2026

Ермакова Анастасия Всеволодовна,
Московский технический университет связи и информатики
Москва, Россия, msikisylia@gmail.com

Варламов Олег Витальевич,
Московский технический университет связи и информатики
Москва, Россия, vov@mtuci.ru

Ключевые слова: Open RAN, xApp, rApp, RAN
Intelligent Controller, распределение радиоресурсов,
интеллектуальное управление сетью, машинное
обучение, качество обслуживания

В статье рассматривается задача интеллектуального распределения радиоресурсов в сетях радиодоступа, построенных на принципах открытой архитектуры O-RAN. Показано, что применяемые в существующих системах алгоритмы планирования, ориентированные на одну-две целевые метрики, не способны в полной мере учитывать одновременное изменение множества сетевых параметров - качества радиоканала, интенсивности трафика, требований пользователей к задержке и потерям пакетов. В качестве решения предложена модель взаимодействия компонентов xApp и rApp, реализующая двухуровневую схему управления: долгосрочный прогноз состояния сети, формируемый в контуре Non-RT RIC, и оперативную корректировку распределения физических ресурсов блоков, выполняемую в контуре near-RT RIC. Разработан математический аппарат модели, включающий формализацию задачи распределения ресурсов с учётом ограничений технологии OFDMA, авторский интегральный критерий приоритезации пользователей, объединяющий качество канала, приоритет сервиса, прогноз нагрузки и историю обслуживания, а также анализ устойчивости предложенного алгоритма управления на основе метода функций Ляпунова. Работоспособность модели проверена посредством имитационного моделирования в среде MATLAB Simulink, воспроизводящего полный цикл функционирования системы - от генерации пользовательского трафика до формирования управляющих воздействий на базовую станцию. Полученные результаты демонстрируют снижение задержки передачи данных, сокращение вероятности потери пакетов, рост спектральной эффективности и повышение справедливости распределения ресурсов между пользователями по сравнению с традиционными алгоритмами планирования.

Информация об авторах:

Ермакова Анастасия Всеволодовна, к.т.н., ассистент кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, <https://orcid.org/0009-0002-8439-2111>

Варламов Олег Витальевич, д.т.н., профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-3996-9156>

Для цитирования:

Ермакова А.В., Варламов О.В. Разработка и имитационное моделирование алгоритма интеллектуального распределения радиоресурсов на основе взаимодействия xApp и rApp в архитектуре Open RAN // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 4-17.

For citation:

A.V. Ermakova, O. V. Varlamov, "Development and Simulation of an Algorithm for Intelligent Radio Resource Allocation Based on the Open RAN Architecture xApp and rApp Components Interaction," T-Comm, 2026, vol. 20, no. 8, pp. 4-17. (in Russian)

Введение

Развитие сетей мобильной связи шестого поколения нельзя свести к единственной причине – здесь одновременно действует целый ряд факторов, тесно переплетённых между собой. Речь идёт прежде всего о резком росте объёмов передаваемых данных, о всё более плотном размещении базовых станций на единицу площади, о распространении сервисов, для которых критична минимальная задержка передачи, и, наконец, о постепенном переходе к программно-определяемым моделям управления сетевой инфраструктурой. Если предыдущие поколения связи были ориентированы главным образом на рост спектральной эффективности и повышение пропускной способности канала, то нынешний этап развития требует иного – сеть должна уметь подстраиваться под нагрузку, которая меняется практически в реальном времени. При этом архитектура действующих систем во многом остаётся жёстко централизованной.

Логика распределения радиоресурсов в большинстве случаев «защита» в оборудование конкретного производителя, и любое изменение алгоритмов планирования требует вмешательства в программное обеспечение самой базовой станции. Из этого вытекает сразу несколько проблем: усложняется внедрение новых решений, практически исключается возможность встроить в сеть интеллектуальные методы управления, а операторы связи оказываются в сильной зависимости от узкого круга поставщиков телекоммуникационного оборудования. Именно эта проблема во многом и породила концепцию Open Radio Access Network (O-RAN) – идею открытой, программно ориентированной архитектуры сети радиодоступа [1, 2, 28]. В отличие от закрытых интерфейсов, применявшихся ранее, O-RAN предполагает разбиение сетевой функциональности на отдельные, независимые друг от друга компоненты, которые взаимодействуют между собой через открытые, стандартизированные интерфейсы [3, 29, 30]. Благодаря этому сторонние разработчики получают возможность создавать собственные программные модули, не вмешиваясь во внутреннюю архитектуру базовых станций.

Важным элементом этой архитектуры выступает интеллектуальный контроллер радиосети – RAN Intelligent Controller (RIC) [4, 31]. Его задача состоит в принятии управленческих решений на основе анализа текущего состояния сетевых элементов. Появление RIC даёт возможность перенести значительную долю функций оптимизации с оборудования базовой станции на отдельную программную платформу, где выполняются аналитические расчёты и применяются методы машинного обучения. В рамках архитектуры O-RAN контроллер RIC делится на две функциональные подсистемы, каждая из которых ориентирована на свой временной масштаб обработки информации [5, 32, 33]. Первая – near-real-time RIC – работает в режиме, близком к реальному времени, и отвечает за быстрое реагирование на изменения сетевых параметров с задержками порядка десятков миллисекунд [6, 34]. Вторая подсистема нацелена на долгосрочный анализ производительности сети, прогнозирование её состояния и выработку стратегических управляющих решений, которые реализуются в диапазоне от нескольких секунд до часов [7, 35]. Подобное разделение задач продиктовано самой природой процессов, происходящих в

радиосети. Скажем, выбор абонента для обслуживания в определённом временном интервале требует практически мгновенного решения, тогда как анализ суточной загрузки соты или прогноз интенсивности трафика не предъявляют столь жёстких требований к скорости обработки данных. Для реализации прикладных алгоритмов управления в O-RAN предусмотрены специализированные программные компоненты двух типов – xApp и rApp [8, 9, 36-40]. Несмотря на схожие принципы построения, они решают разные классы задач.

Приложения xApp функционируют внутри near-real-time RIC и служат для оперативной корректировки сетевых параметров. Они опираются на телеметрические данные, поступающие от элементов радиодоступа через интерфейс E2 [10-13]. Проанализировав текущее состояние сети, xApp формирует управляющее воздействие и передаёт его обратно в оборудование базовой станции. Благодаря этому становится возможной динамическая настройка алгоритмов распределения ресурсов, параметров планирования, управления мощностью передачи, балансировки нагрузки между сотами, а также выбора схемы модуляции.

В отличие от xApp, приложения rApp работают в составе Non-Real-Time RIC и ориентированы на долгосрочную оптимизацию сети. Для этого они используют накопленные исторические данные, статистику эксплуатации оборудования, сведения о поведении абонентов и прогнозы трафика [14, 15]. Главная функция rApp – формирование рекомендаций по изменению сетевых параметров, которые впоследствии передаются в near-real-time RIC для практической реализации. Совместная работа xApp и rApp формирует иерархическую систему интеллектуального управления радиосетью. Верхний уровень этой иерархии занимается анализом глобальных тенденций, выявлением закономерностей в изменении нагрузки и построением прогнозов, а нижний – оперативной подстройкой параметров планирования с учётом текущей обстановки в каждой отдельной соте, что принципиально отличается от традиционных схем распределения ресурсов, опирающихся на заранее заданные алгоритмы планирования.

В классических сетях решения обычно принимаются по фиксированным процедурам – Round Robin, Maximum Carrier-to-Interference, Maximum Throughput или Proportional Fair. При всей своей распространённости каждый из этих методов настроен на достижение лишь одной целевой метрики [16-19]. Так, алгоритм Maximum Throughput максимизирует суммарную пропускную способность сети, однако способен ухудшить качество обслуживания пользователей, находящихся на границе зоны покрытия. Алгоритм Round Robin, напротив, обеспечивает равное распределение ресурсов между абонентами, но не учитывает реальное состояние радиоканала, что снижает эффективность использования спектра.

Сетям нового поколения свойственна значительная изменчивость условий передачи данных. Постоянно колеблются число активных пользователей, их пространственное расположение, уровень взаимных помех, качество радиоканала, объём трафика и требования отдельных сервисов к задержке. При таких обстоятельствах жёстко закреплённый алгоритм распределения ресурсов рано или поздно перестает соответствовать реальному состоянию сети – стратегия, выбранная раз и навсегда, попросту не успевает за происходя-

циями изменениями [20-22]. Приложения xApp и gApp снимают эту проблему, избавляя от необходимости держаться единственного алгоритма планирования. Вместо этого состояние сети оценивается непрерывно, а стратегия распределения ресурсов подбирается исходя из текущей картины. Стоит измениться характеристикам радиоканала или интенсивности трафика – и параметры планирования пересматриваются автоматически, без вмешательства оператора. Центральную роль здесь играют технологии искусственного интеллекта и машинного обучения. С их помощью можно не только фиксировать текущее состояние сети, но и предсказывать его дальнейшее развитие, опираясь на накопленную статистику. Обучение с подкреплением, градиентный бустинг, нейронные сети и методы глубокого обучения дают возможность формировать управляющие решения с учётом сразу множества одновременно меняющихся параметров – задача, которую традиционным эвристическим алгоритмам решить попросту не под силу.

Немаловажно и то, что архитектура O-RAN открывает дорогу независимой разработке интеллектуальных приложений [23-26]. Создавать собственные алгоритмы оптимизации, работающие на общей программной платформе без изменения аппаратной части сети, могут как производители оборудования, так и операторы связи или исследовательские коллективы. Это заметно ускоряет внедрение новых методов управления и подстёгивает конкуренцию среди разработчиков программного обеспечения для мобильных сетей. Что касается непосредственно распределения радиоресурсов, наибольшим спросом пользуются приложения, отвечающие за динамическое перераспределение приоритетов обслуживания абонентов, прогнозирование перегрузки отдельных сот, интеллектуальную балансировку нагрузки, гибкое управление полосой пропускания и подбор параметров планировщика с учётом условий распространения сигнала. Работая вместе, xApp и gApp формируют замкнутый цикл управления: телеметрические данные собираются, состояние сети анализируется, нагрузка прогнозируется, вырабатываются управляющие воздействия – и тут же оценивается их результативность.

1 Разработка модели взаимодействия xApp и gApp для оптимизации распределения радиоресурсов

Отправной точкой при построении подобной модели служит наблюдение, что современные сети отличаются высокой изменчивостью условий передачи данных: число активных пользователей, их пространственное расположение, уровень взаимных помех, качество радиоканала, объём трафика и требования сервисов к задержке – всё это меняется практически непрерывно. Данная изменчивость и определяет исходное требование к разрабатываемой модели: она должна опираться не на фиксированный алгоритм планирования, а на механизм постоянной оценки состояния сети с последующим выбором наиболее подходящей стратегии распределения ресурсов. В основу модели закладывается принцип разделения функций между xApp и gApp, каждый из которых решает свою часть задачи оптимизации [27, 28]. За gApp закрепляется формирование стратегических рекомендаций на основе накопленной статистики – данных о поведении абонентов, истории эксплуатации оборудования и прогнозах трафика. Эти рекомендации передаются в near-

real-time RIC, где приложения xApp преобразуют их в конкретные управляющие воздействия, применяемые к оборудованию базовой станции с задержкой порядка десятков миллисекунд. Таким образом модель приобретает двухуровневую структуру: верхний уровень отвечает за анализ долгосрочных тенденций и прогнозирование нагрузки, нижний – за оперативную подстройку параметров планирования применительно к текущей ситуации в конкретной соте. Главным элементом разрабатываемой модели становится использование методов искусственного интеллекта и машинного обучения – обучения с подкреплением, градиентного бустинга, нейронных сетей и алгоритмов глубокого обучения. Их применение позволяет учитывать одновременно множество изменяющихся параметров сети и формировать управляющие решения такого уровня сложности, который недостижим при использовании традиционных эвристических методов планирования.

Преимуществом предлагаемой модели выступает и то, что архитектура O-RAN, на которой она базируется, допускает независимую разработку компонентов xApp и gApp производителями оборудования, операторами связи и исследовательскими организациями – без изменения аппаратной части сети. Это расширяет возможности апробации и доработки модели, а также ускоряет внедрение новых алгоритмических решений. Применительно к задаче распределения радиоресурсов модель взаимодействия xApp и gApp должна охватывать такие функции, как динамическое перераспределение приоритетов обслуживания пользователей, прогнозирование перегрузки отдельных сот, интеллектуальную балансировку нагрузки, адаптивное управление полосой пропускания и выбор параметров планировщика с учётом текущих условий распространения радиосигнала. В совокупности эти функции формируют замкнутый цикл управления: сбор телеметрических данных, анализ состояния сети, прогнозирование нагрузки, формирование управляющих воздействий, оценка их эффективности, – который и составляет основу разрабатываемой модели взаимодействия xApp и gApp. На основании указанных параметров определяется интегральный показатель состояния сети:

$$S = f(U, PRB, SINR, CQI, I, D, J, P, T, SE, F), \quad (1)$$

где U – количество активных пользователей; PRB – уровень использования физических ресурсных блоков; $SINR$ – отношение мощности полезного сигнала к сумме шума и интерференции; CQI – индикатор качества канала; I – уровень межсотовой интерференции; D – средняя задержка передачи; J – джиттер; P – вероятность потери пакетов; T – интенсивность трафика; SE – спектральная эффективность; F – прогноз нагрузки, сформированный приложением gApp.

2 Математическое описание разработанной модели

Пусть сеть обслуживает множество абонентов $U = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ которым необходимо поставить в соответствие множество физических ресурсных блоков (PRB) $R = \{r_1, r_2, \dots, r_M\}$. Поскольку каждому пользователю в общем случае может быть выделено произвольное число ресурсных блоков, для описания факта закрепления

ресурса за абонентом вводится бинарная переменная назначения

$$x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } r_j \text{ назначен } u_i \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (2)$$

Матрица $\{x_{ij}\}$ размерности $N \times M$ представляет собой основную переменную задачи оптимального распределения ресурсов и полностью определяет текущую конфигурацию радиосети.

Технология множественного доступа OFDMA [41], используемая в сетях радиодоступа пятого и последующих поколений, накладывает естественное ограничение: один и тот же ресурсный блок в пределах заданного временного интервала может быть закреплён не более чем за одним пользователем. Данное требование формализуется в виде

$$\sum_{i=1}^N x_{ij} \leq 1, j = 1, \dots, M. \quad (3)$$

Из этого ограничения непосредственно следует величина ресурса, которым фактически располагает i -й пользователь:

$$R_i = \sum_{j=1}^M x_{ij}. \quad (4)$$

Именно величина R_i определяет далее полосу пропускания, доступную пользователю, и, следовательно, достижимую для него скорость передачи данных. Учитывая, что один физический ресурсный блок в сетях 5G соответствует полосе $B^{PRB} = 180$ кГц (как в 4G LTE) [42], выделенная пользователю полоса пропускания составляет

$$B_i = 180000 \cdot \sum_{j=1}^M x_{ij}. \quad (5)$$

Достижимая скорость передачи данных определяется в соответствии с теоремой Шеннона [43] о пропускной способности канала с аддитивным белым гауссовским шумом, применённой к отношению сигнал/шум и интерференция (SINR), характерному для сотовых систем связи:

$$C_i = B_i \cdot \log_2(1 + \text{SINR}_i). \quad (6)$$

Подстановка выражения (5) в (6) показывает, что скорость передачи данных конкретного пользователя напрямую и однозначно определяется схемой распределения ресурсных блоков x_{ij} :

$$C_i = 180000 \cdot (\sum_{j=1}^M x_{ij}) \cdot \log_2(1 + \text{SINR}_i). \quad (7)$$

Тем самым устанавливается прямая функциональная связь между решением задачи распределения ресурсов и достигаемым качеством обслуживания абонента, что делает переменные x_{ij} объектом последующей оптимизации. Величина SINR_i раскрывается через мощность полезного сигнала, принимаемого i -м пользователем, $S = P_i \cdot G_i$, где P_i – мощность передачи, G_i – коэффициент усиления канала, и суммарную мощность межсотовой интерференции от прочих активных передатчиков сети $I = \sum_{k \neq i} P_k G_k$. С учётом теплового шума приёмника N_0 отношение сигнал/шум и интерференция определяется как

$$\text{SINR}_i = \frac{P_i \cdot G_i}{(\sum_{k \neq i} P_k G_k + N_0)} \quad (8)$$

что служит основным входным параметром для приложения xApp при оценке текущего качества радиоканала и принятии решения о назначении ресурсов конкретному пользователю. Спектральная эффективность [44], определяемая как отношение достигнутой скорости передачи к занимаемой полосе, с учётом (5) сводится к логарифмической функции от SINR и не зависит от абсолютной величины выделенной полосы:

$$SE_i = \frac{C_i}{B_i} = \log_2(1 + \text{SINR}_i). \quad (9)$$

Наряду со спектральной эффективностью для характеристики загрузки сети вводится коэффициент использования ресурсов как отношение суммарно занятых ресурсных блоков к их общему числу:

$$L = \frac{(\sum_i R_i)}{R_{\text{total}}}. \quad (10)$$

Показатель L характеризует степень загрузки соты в целом и используется впоследствии как индикатор для переключения между стратегиями управления.

Приложение xApp принимает решение о распределении ресурсов, опираясь одновременно на набор параметров разной физической природы и различной размерности – задержку, скорость передачи, отношение SINR, индикатор качества канала CQI и др. Для их совместного использования в единой оценочной функции каждый параметр x_i подвсвергается линейному нормированию к диапазону $[0; 1]$:

$$X_i = \frac{(x_i - x_i^{\min})}{(x_i^{\max} - x_i^{\min})}, 0 \leq X_i \leq 1. \quad (11)$$

Все нормированные величины X_i образует основу интегрального показателя состояния канала пользователя, используемого при ранжировании абонентов на этапе распределения ресурсов:

$$S = \sum_{i=1}^n w_i X_i, \sum_i w_i = 1, \quad (12)$$

где w_i – весовые коэффициенты, отражающие относительную значимость каждого из учитываемых параметров. Функция прогнозирования, реализуемая gApp, состоит в оценке будущего значения интенсивности трафика $\lambda(t + \Delta t)$ по ряду предшествующих наблюдений $\lambda_t = \{\lambda(t), \lambda(t-1), \dots, \lambda(t-n)\}$ [45]. В общем виде прогнозная модель записывается как

$$\hat{\lambda}(t + \Delta t) = F(\lambda_t). \quad (13)$$

В простейшем случае функция $F(\cdot)$ принимает форму линейной авторегрессии

$$\hat{\lambda}(t + 1) = a_1 \lambda(t) + a_2 \lambda(t-1) + \dots + a_n \lambda(t-n), \quad (14)$$

тогда как при использовании рекуррентных нейронных сетей, в частности архитектуры LSTM, прогноз формируется на основе скрытого состояния сети

$$h_t = f(W_h h_{t-1} + W_x x_t + b), \hat{\lambda} = W_o h_t + b_o. \quad (15)$$

Полученное значение $\hat{\lambda}(t+1)$ передаётся в контур near-real-time RIC и используется приложением xApp как один из компонентов интегрального критерия при принятии оперативных решений. Приоритет обслуживания абонента естественно рассматривать как функцию класса предоставляемого сервиса, качества радиоканала, требований QoS и прогнозируемой нагрузки:

$$P_i = \alpha \text{Service}_i + \beta \text{CQI}_i + \gamma \text{QoS}_i + \delta \text{Forecast}_i. \quad (16)$$

Задача xApp состоит в выборе такого распределения ресурсов, которое обеспечивает максимум обобщённой функции полезности сети, учитывающей одновременно рост спектральной эффективности и качества обслуживания, а также снижение задержки и вероятности потерь пакетов:

$$U = \alpha SE + \beta QoS - \gamma D - \delta P. \quad (17)$$

На основании (17) задача оптимального распределения ресурсов формулируется как задача максимизации функции полезности по переменным x_{ij} при ограничениях на доступность ресурсов, минимально допустимую скорость передачи, предельную задержку и вероятность потерь:

$$\max(\alpha SE + \beta QoS - \gamma D - \delta P) \quad (18)$$

при условиях $\sum_i x_{ij} \leq 1$; $\sum_j x_{ij} \geq R_i^{\min}$; $D \leq D_{\max}$; $P \leq P_{\max}$; $C_i \geq C_i^{\min}$; $L \leq 1$. Практическое применение критерия (17)-(18) осложняется тем, что учитываемые характеристики сети находятся в объективном противоречии: рост пропускной способности, как правило, сопровождается увеличением задержки, тогда как её минимизация нередко достигается ценой снижения спектральной эффективности, что делает целесообразным представление задачи в виде многокритериальной оптимизации, для чего вводится обобщённая функция стоимости распределения $J(x)$, где $x = (x_{11}, x_{12}, \dots, x_{nm})$ – матрица назначения ресурсных блоков:

$$J = \alpha_1 F_{SE} + \alpha_2 F_{QoS} - \alpha_3 F_D - \alpha_4 F_L - \alpha_5 F_P, \sum_{i=1}^5 \alpha_i = 1, \quad (19)$$

где F_{SE} , F_{QoS} , F_D , F_L и F_P – частные показатели спектральной эффективности, качества обслуживания, задержки, загрузки сети и вероятности потерь соответственно. Нормировка весовых коэффициентов α_i обеспечивает возможность изменять приоритетность отдельных критериев без изменения самой структуры алгоритма распределения ресурсов. В свою очередь показатель качества обслуживания раскладывается на скорость передачи данных, задержку, джиттер и вероятность потерь, взятые с соответствующими весовыми коэффициентами β_i :

$$F_{QoS} = \beta_1 Q_T - \beta_2 Q_D - \beta_3 Q_J - \beta_4 Q_P, \sum \beta_i = 1. \quad (20)$$

Поиск распределения ресурсов, максимизирующего функцию $J(x)$ при ограничениях на занятость ресурсных блоков, минимально необходимый объём ресурсов и предельно допустимую задержку, целесообразно проводить методом множителей Лагранжа [46]. Соответствующая функция Лагранжа имеет вид

$$L = J(x) + \lambda_1 (1 - \sum_i x_{ij}) + \lambda_2 (\sum_j x_{ij} - R_i^{\min}) + \lambda_3 (D_{\max} - D_i) \quad (21)$$

где λ_1 , λ_2 , λ_3 – множители Лагранжа, соответствующие каждому из ограничений. Стационарная точка, отвечающая оптимальному распределению ресурсов и одновременно удовлетворяющая всем наложенным ограничениям, определяется условием равенства нулю частной производной функции Лагранжа по переменным назначения $\frac{\partial L}{\partial x_{ij}} = 0$. Поскольку

сеть радиодоступа представляет собой систему, изменяющуюся во времени, целесообразно перейти от статического описания к динамической модели.

Текущее состояние сети на шаге k представляется вектором $s(k) = [L(k), SINR(k), CQI(k), D(k), P(k)]^T$. Переход к следующему состоянию, вызванный как управляющим воздействием xApp, так и внешними изменениями среды, описывается разностным уравнением

$$s(k+1) = f(s(k), u(k)), \quad (22)$$

где $u(k)$ – управляющее воздействие, формируемое приложением xApp на основании текущего состояния сети в виде вектора. Соответственно, задача gApp состоит в формировании прогноза следующего состояния

$$\hat{s}(k+1) = F(s(k)), \quad (23)$$

на основании которого вычисляется скорректированное управляющее воздействие на следующем шаге:

$$u(k+1) = G(\hat{s}(k+1)). \quad (24)$$

Выражения (22)-(24) образуют замкнутый контур интеллектуального управления, в котором долгосрочный прогноз, формируемый gApp, непрерывно уточняет оперативные решения, принимаемые xApp. Функционирование xApp может быть также представлено как задача обучения с подкреплением, в которой после каждого управляющего воздействия агент получает вознаграждение, отражающее произошедшее изменение ключевых показателей сети:

$$R_t = \eta_1 \Delta SE + \eta_2 \Delta QoS - \eta_3 \Delta D - \eta_4 \Delta P, \sum \eta_i = 1. \quad (25)$$

При использовании алгоритма Q-обучения оценка ценности действия a в состоянии s обновляется по правилу

$$Q(s, a) = Q(s, a) + \alpha [R + \gamma \max_{a'} Q(s', a) - Q(s, a)], \quad (26)$$

где a – скорость обучения, γ – коэффициент дисконтирования будущих вознаграждений, s' – состояние, в которое переходит сеть после того, как в текущем состоянии s было выполнено действие a .

Динамику изменения уровня загрузки сети целесообразно рассматривать как цепь Маркова с конечным множеством состояний $S = \{S_1, S_2, \dots, S_n\}$, каждое из которых соответствует определённому диапазону нагрузки. Переходы между состояниями описываются матрицей вероятностей $P = [p_{ij}]$, где

$$p_{ij} = P(S_{t+1} = j | S_t = i), \sum_j p_{ij} = 1. \quad (27)$$

На основании накопленной матрицы переходов гApp рассчитывает вероятность возникновения перегрузки соты в последующие интервалы времени, что используется как один из входных параметров при формировании прогноза нагрузки. Поток пользовательских заявок описывается пуассоновским процессом с интенсивностью λ , интенсивность обслуживания принимается равной μ . Соответствующий коэффициент загрузки системы $\rho = \lambda / \mu$ позволяет, в рамках модели массового обслуживания М/М/1, получить выражение для средней задержки обслуживания заявки:

$$D = \frac{1}{\mu - \lambda}, \quad (28)$$

и показывает, что при приближении интенсивности поступления заявок к предельной пропускной способности системы задержка обслуживания стремится к бесконечности, что и объясняет необходимость упреждающего вмешательства хApp до достижения критических значений коэффициента загрузки. Обобщая приведённые выше соотношения, взаимодействие хApp и гApp можно представить в виде замкнутого контура управления с обратной связью, включающего два уровня принятия решений – оперативный и стратегический. Вектор состояния сети на шаге k принимает вид $\mathbf{x}(k) = [L(k), SINR(k), CQI(k), B(k), D(k), P(k)]^T$, где $L(k)$ – коэффициент загрузки радиоресурсов, $SINR(k)$ – отношение сигнал/шум и интерференция, $CQI(k)$ – индикатор качества канала, $B(k)$ – текущая пропускная способность, $D(k)$ – средняя задержка, $P(k)$ – вероятность потери пакетов. Пусть $\mathbf{u}(k)$ – управляющее воздействие, формируемое хApp; тогда динамика сети описывается линейной моделью пространства состояний

$$\mathbf{x}(k+1) = A \cdot \mathbf{x}(k) + B \cdot \mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (29)$$

где A – матрица, отражающая собственную динамику сети, B – матрица управления, $\mathbf{w}(k)$ – вектор случайных внешних возмущений (изменение пользовательской нагрузки, интерференция, перемещение абонентов). Вектор состояния $\mathbf{x}(k)$ поступает в гApp, где формируется прогноз

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = F(\mathbf{x}(k)), \quad (30)$$

используемый затем при вычислении управляющего воздействия следующего шага

$$\mathbf{u}(k+1) = G(\hat{\mathbf{x}}(k+1)). \quad (31)$$

Выражения (29)-(31) образуют полную математическую модель взаимодействия хApp и гApp: результат прогнозирования, формируемого на длительном временном горизонте, непосредственно определяет оперативное управляющее воздействие, реализуемое на горизонте near-real-time. Существующие алгоритмы планирования радиоресурсов – Round Robin, Maximum Throughput, Proportional Fair – опираются, как правило, на один-два показателя (очередность обслуживания, мгновенную скорость передачи или отношение текущей скорости к средней) и вследствие этого не способны одновременно учитывать качество канала, приоритет сервиса, ожидаемую динамику нагрузки и историю обслуживания абонента. Для устранения этого ограничения в статье вводится интегральный критерий приоритезации пользователя [47]

$$\Psi_i = \omega_1 Q + \omega_2 S_i + \omega_3 F_i + \omega_4 H_i - \omega_5 D_i, \sum_{i=1}^5 \omega_i = 1, \quad (32)$$

где Q – качество радиоканала пользователя, S_i – приоритет предоставляемого сервиса, F_i – прогноз нагрузки, рассчитанный гApp, H_i – коэффициент справедливости обслуживания, накапливающий историю распределения ресурсов, D_i – текущая задержка передачи. Ресурсный блок закрепляется за пользователем, для которого достигается максимальное значение критерия:

$$\mathbf{u}^* = \operatorname{argmax}_i \Psi_i. \quad (33)$$

Принципиальное отличие предложенного критерия от известных алгоритмов планирования состоит во включении в него прогноза нагрузки F_i , формируемого гApp: решение о распределении ресурсов принимается тем самым не только на основании текущего состояния радиоканала, но и с учётом ожидаемого изменения условий функционирования сети. Для оценки устойчивости замкнутого контура управления (29) вводится квадратичная функция Ляпунова

$$V(k) = \mathbf{x}^T(k) \cdot \mathbf{x}(k) \geq 0. \quad (34)$$

Асимптотическая устойчивость предложенного алгоритма управления имеет место, если разность значений функции Ляпунова на соседних шагах отрицательна:

$$\Delta V = V(k+1) - V(k) < 0. \quad (35)$$

Подстановка модели состояния (29) в выражение (34) даёт $V(k+1) = \mathbf{x}^T A^T A \mathbf{x} + 2 \mathbf{x}^T A^T B \mathbf{u} + \mathbf{u}^T B^T B \mathbf{u}$, откуда следует, что при выполнении условия (35) система остаётся асимптотически устойчивой: даже при кратковременных перегрузках сети управляемые параметры возвращаются к устойчивому режиму функционирования без возникновения незатухающих колебаний. Практическая применимость предложенного критерия (32)-(33) в контуре near-real-time RIC определяется вычислительной сложностью его реализации. Вычисление значения Ψ_i для каждого из N пользователей требует $O(N)$ операций; последующее ранжирование пользователей по убыванию $\Psi_i - O(N \cdot \log N)$; распределение M ресурсных блоков между упорядоченными пользо-

вателями – $O(M)$. Суммарная вычислительная сложность алгоритма составляет, таким образом,

$$O(N \cdot \log \cdot N + M), \quad (36)$$

тогда как полный перебор всех возможных вариантов закрепления ресурсов потребовал бы $O(N \cdot M)$ операций.

Полученная оценка подтверждает применимость предложенного алгоритма для реализации в контуре near-real-time RIC, где требования к времени принятия решения составляют десятки миллисекунд. С учётом того, что применение интеллектуального алгоритма распределения ресурсов оправдано преимущественно в условиях повышенной загрузки сети, вводится критерий выбора стратегии управления в зависимости от текущего коэффициента загрузки L :

$$Policy = \begin{cases} RR, \text{ если } L < 0,4 \\ PF, \text{ если } 0,4 \leq L < 0,75 \\ AI, \text{ если } L \geq 0,75 \end{cases}, \quad (37)$$

где RR – Round Robin, PF – Proportional Fair, AI – предлагаемый алгоритм на основе xApp, что позволяет снизить вычислительную нагрузку на контроллер при умеренной загрузке сети, задействуя интеллектуальное управление лишь по мере приближения сети к состоянию перегрузки. В отличие от фиксированного набора весовых коэффициентов ω_i в выражении (32), в модели предусмотрена их автоматическая корректировка по результатам работы сети. Пусть $e(k) = QoS_{target} - QoS(k)$ – отклонение фактического качества обслуживания от целевого значения [48]. Тогда обновление весов на очередном шаге производится по правилу

$$\omega_i(k+1) = \omega_i(k) + \eta e(k), \quad (38)$$

с последующей нормировкой, обеспечивающей выполнение условия $\sum \omega_i = 1$:

$$\omega_i = \frac{\omega_i}{\sum_j \omega_j}. \quad (39)$$

где η – скорость адаптации. Благодаря (38)-(39) модель способна самостоятельно изменять относительную значимость отдельных критериев по мере изменения качества обслуживания, не требуя ручной перенастройки параметров алгоритма. Объединение приведённых выше соотношений позволяет сформулировать итоговую задачу оптимального распределения радиоресурсов, решаемую в рамках предложенной модели взаимодействия xApp и gApp:

$$\max J = \alpha_1 SE + \alpha_2 QoS + \alpha_3 R - \alpha_4 D - \alpha_5 P - \alpha_6 L \quad (40)$$

при ограничениях $\sum_i x_{ij} \leq 1$; $\sum_j x_{ij} \geq R_i^{min}$; $C_i \geq C_i^{min}$; $D_i \leq D_{max}$; $P_i \leq P_{max}$; $L \leq 1$; $\Delta V < 0$, где SE – спектральная эффективность, QoS – интегральный показатель качества обслуживания, R – функция вознаграждения интеллектуального агента xApp, D – средняя задержка, P – вероятность потери пакетов, L – коэффициент загрузки радиоре-

сурсов, а условие $\Delta V < 0$ обеспечивает асимптотическую устойчивость получаемого решения в смысле (35). Разработанная математическая модель охватывает как статическую задачу распределения физических ресурсов блоков, так и динамику взаимодействия xApp и gApp во времени, включая прогнозирование нагрузки, адаптацию весовых коэффициентов и проверку устойчивости получаемых решений, что и составляет теоретическую основу дальнейшего имитационного моделирования, изложенного в разделе 3.

3 Описание разработанной модели xApp/gApp в среде MATLAB Simulink

Для оценки эффективности предложенного алгоритма интеллектуального распределения радиоресурсов была разработана имитационная модель в среде MATLAB Simulink, воспроизводящая взаимодействие компонентов xApp и gApp в архитектуре Open RAN (рис. 1). По своей структуре модель представляет замкнутую систему управления с обратной связью и объединяет пять функциональных блоков: генерацию пользовательского трафика, моделирование сети радиодоступа, сбор телеметрических данных, прогнозирование нагрузки и принятие решений о перераспределении физических ресурсов блоков.

Подобная организация модели даёт возможность проследить поведение системы управления при изменении числа активных пользователей, интенсивности трафика и характеристик радиоканала, а также оценить, как разработанные алгоритмы влияют на эффективность использования радиочастотного спектра и на итоговое качество обслуживания абонентов.

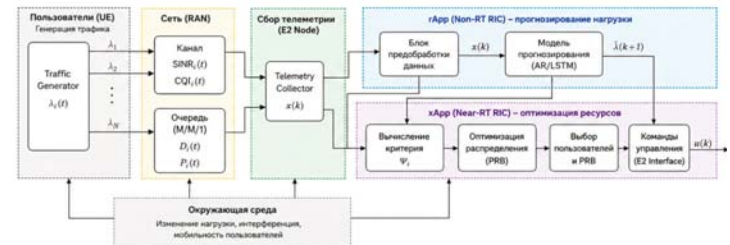


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели взаимодействия xApp и gApp в среде MATLAB Simulink

Моделирование начинается с формирования входного потока пользовательских данных, за который отвечает подсистема генерации трафика. Её назначение состоит в имитации поведения абонентских устройств сети пятого поколения и в воспроизведении разнообразных сценариев нагрузки, приближенных к реальным условиям эксплуатации мобильной связи. Каждому абоненту в модели присваивается набор индивидуальных параметров обслуживания – интенсивность генерации пакетов, требуемая скорость передачи данных, класс обслуживания и приоритет предоставляемого сервиса. Интенсивность поступления пакетов задаётся как случайный процесс, подчинённый заданному закону распределения, что позволяет воспроизвести характерную для современных сетей неравномерность пользовательской активности. Сформированный таким образом поток данных передаётся далее в модель сети радиодоступа.

Подсистема моделирования радиосети воспроизводит основные процессы функционирования базовой станции пятого поколения. На этом этапе для каждого пользователя рассчитываются параметры радиоканала, определяющие возможность передачи данных с заданным качеством обслуживания: отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности шума и межсотовой интерференции, индекс качества канала (CQI), доступная скорость передачи, коэффициент использования физических ресурсных блоков, вероятность потери пакетов и средняя задержка.

Скорость передачи вычисляется на основе формулы Шеннона

$$C_i = B_i \cdot \log_2(1 + SINR_i),$$

где B_i – полоса пропускания, выделенная пользователю, а $SINR_i$ характеризует текущее состояние его радиоканала.

Поскольку выделенная полоса определяется числом назначенных ресурсных блоков, любое изменение схемы их распределения напрямую отражается на пропускной способности, доступной конкретному абоненту. Помимо расчёта параметров радиоканала, модель воспроизводит обслуживание входящего трафика с использованием системы массового обслуживания M/M/1, что даёт возможность аналитически оценить влияние перегрузки сети на задержку передачи данных. При интенсивности поступления пакетов λ и интенсивности обслуживания μ среднее время ожидания определяется выражением $D = \frac{1}{\mu - \lambda}$.

Полученная зависимость демонстрирует резкий рост задержки по мере приближения интенсивности поступления пакетов к предельной пропускной способности системы – эффект, хорошо согласующийся с реальным поведением мобильных сетей в условиях перегрузки соты, когда увеличение числа активных пользователей приводит к образованию очередей и деградации качества обслуживания. Рассчитанные параметры работы радиосети поступают в подсистему сбора телеметрической информации, имитирующую функционирование интерфейса E2 архитектуры Open RAN. Её задача заключается в агрегации данных от элементов радиодоступа в единый вектор состояния сети, включающий коэффициент использования физических ресурсных блоков, отношение сигнал/шум и интерференция, показатель качества канала, среднюю задержку, вероятность потери пакетов, текущую пропускную способность соты и число активных пользователей: $\mathbf{x}(k) = [L(k), SINR(k), CQI(k), B(k), D(k), P(k)]^T$, где $L(k)$ отражает загрузку радиоресурсов, $B(k)$ – пропускную способность сети, $D(k)$ – среднюю задержку передачи данных, $P(k)$ – долю потерянных пакетов.

Сформированный таким образом вектор состояния одно- временно передаётся в gApp и xApp, обеспечивая синхронную работу обоих компонентов интеллектуального управления. Приложение gApp функционирует в составе контроллера Non-RT RIC и решает задачу долгосрочного анализа состояния сети и прогнозирования изменения нагрузки. На первом этапе поступающая телеметрия подвергается предварительной обработке: фильтруются случайные выбросы,

выполняется усреднение и нормирование показателей, формируются временные ряды. На основе подготовленных данных строится прогноз пользовательского трафика по модели $\hat{\lambda}(k+1) = F(\lambda(k), \lambda(k-1), \dots, \lambda(k-n))$, где функция $F(\cdot)$ представляет собой используемый алгоритм прогнозирования, оценивающий будущее значение нагрузки по предшествующим наблюдениям. Полученный прогноз позволяет заранее оценить ожидаемую загрузку соты, вероятность возникновения перегрузки, предполагаемое изменение пропускной способности и степень использования физических ресурсных блоков.

Эти сведения передаются в приложение xApp и служат основанием для выбора наиболее подходящей стратегии распределения ресурсов, а не просто фиксируются как справочная информация. Приложение xApp встроено в контроллер Near-RT RIC и отвечает за оперативное управление радиоресурсами практически в реальном времени. В отличие от традиционных алгоритмов планирования, опирающихся на фиксированный набор правил, предложенный алгоритм строится на интегральном критерии эффективности, позволяющем учитывать сразу несколько показателей качества обслуживания. Для каждого активного пользователя вычисляется значение $\Psi_i = \omega_1 Q_i + \omega_2 S_i + \omega_3 F_i + \omega_4 H_i - \omega_5 D_i$, где Q_i характеризует качество радиоканала, S_i – приоритет предоставляемого сервиса, F_i – прогноз нагрузки, полученный от gApp, H_i – коэффициент, учитывающий историю обслуживания пользователя, а D_i – его текущую задержку передачи данных.

Весовые коэффициенты подбираются таким образом, чтобы их сумма была равна единице, что позволяет корректно объединить разнородные критерии в единую оценочную функцию. После вычисления значений Ψ_i пользователи ранжируются по приоритету, и ресурсные блоки распределяются последовательно, начиная с абонентов с наивысшим значением критерия. При этом технология множественного доступа OFDMA накладывает дополнительное ограничение: в пределах одного временного интервала каждый физический ресурсный блок может быть закреплён лишь за одним пользователем, что формально записывается как $\sum_{i=1}^N x_{ij} \leq 1$.

Каждому абоненту выделяется минимально необходимое для гарантированного качества обслуживания количество ресурсных блоков, а суммарная нагрузка на соту не должна превышать допустимого предела – в противном случае сеть теряет способность справляться с обслуживанием трафика. По завершении процедуры распределения формируется управляющее воздействие $\mathbf{u}(k)$, которое передаётся на базовую станцию и изменяет параметры обслуживания пользователей, за счет этого реализуется функционирование интеллектуального контроллера реального времени, обеспечивающего непрерывную адаптацию сети к изменяющимся условиям. Для проверки устойчивости предложенного алгоритма в модель включена дополнительная подсистема, воспроизводящая внешние возмущающие воздействия.

В ходе экспериментов варьировались интенсивность пользовательского трафика, число активных абонентов, уро-

вень межсотовой интерференции, параметры радиосигнала и скорость перемещения пользователей, что позволило приблизить условия моделирования к реальной эксплуатации сети и оценить, сохраняет ли алгоритм эффективность при перегрузках и резких изменениях внешней среды.

Динамика состояния сети описывается дискретной моделью $x(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot u(k) + w(k)$, где матрица A отражает собственную динамику сети, матрица B – влияние управляющих воздействий, формируемых хАпп, а вектор $w(k)$ – случайные внешние возмущения, вызванные изменениями трафика и состояния радиоканала.

По завершении каждого цикла моделирования система вновь собирает телеметрические данные, а обновлённое состояние сети передаётся в гАпп и хАпп, формируя тем самым непрерывный замкнутый контур управления, в котором результаты каждого этапа оптимизации используются для уточнения последующих решений о распределении ресурсов, данная организация в соответствии принципам архитектуры Open RAN, предполагающей постоянный обмен информацией между уровнем долгосрочного анализа и уровнем оперативного управления. Для регистрации результатов моделирования в модели предусмотрены блоки визуализации, позволяющие отслеживать динамику ключевых показателей работы сети – коэффициента использования физических ресурсов, средней задержки передачи данных, вероятности потери пакетов, спектральной эффективности, скорости передачи данных и индекса справедливости распределения ресурсов между пользователями.

4 Анализ результатов моделирования

На рис. 2-7 представлены результаты исследования разработанной модели хАпп/гАпп. Динамика коэффициента использования физических ресурсов при сравнении традиционного алгоритма и предложенной модели на базе хАпп/гАпп показана на рис. 2.

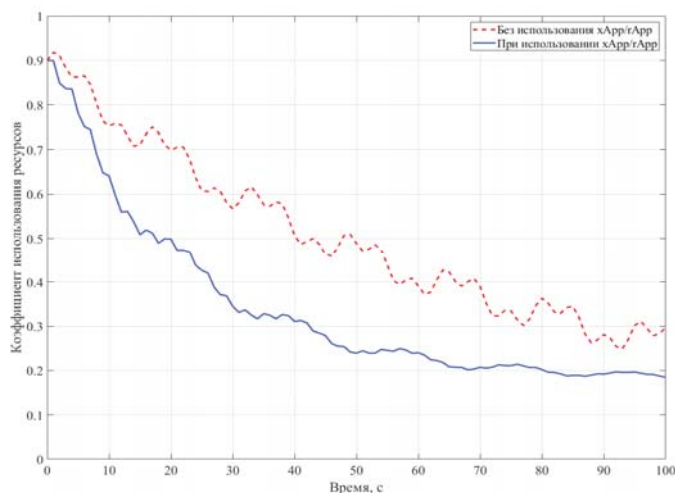


Рис. 2. Динамика коэффициента использования физических ресурсов при традиционном алгоритме распределения ресурсов и предложенной модели на основе хАпп/гАпп

На начальном этапе моделирования обе кривые практически совпадают: сеть испытывает высокую нагрузку вследствие интенсивного пользовательского трафика, а система

управления ещё не располагает достаточным объёмом накопленных телеметрических данных для принятия обоснованных решений. По мере накопления статистики картина меняется – гАпп формирует прогноз предстоящего изменения нагрузки, а хАпп на его основе корректирует распределение ресурсных блоков между абонентами. Благодаря этому высвобождение занятых ресурсов начинает происходить заметно быстрее, чем при традиционной схеме планирования. К завершению эксперимента уровень загрузки сети при использовании предложенной модели стабилизируется в районе значения 0,2, тогда как без интеллектуального управления этот показатель удерживается на отметке около 0,3. Полученное различие свидетельствует о более рациональном использовании радиоресурсов: за счёт снижения загрузки формируется дополнительный резерв пропускной способности, что даёт возможность обслуживать большее число абонентов без риска возникновения перегрузки сети.

Изменение средней задержки передачи данных в процессе моделирования отражено на рис. 3.

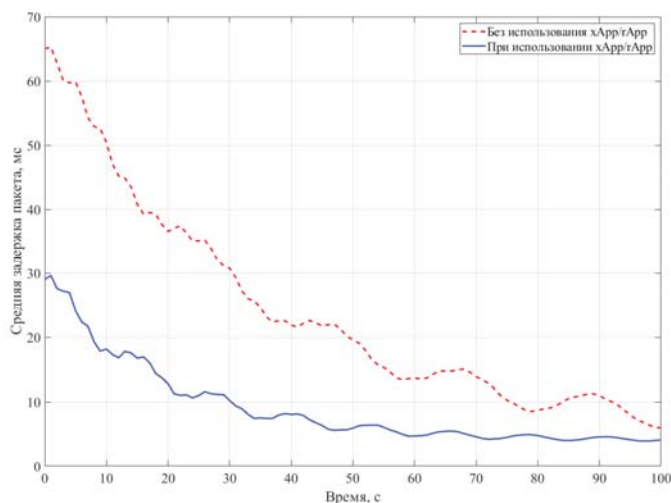


Рис. 3. Изменение средней задержки передачи пакетов в процессе моделирования

При использовании традиционной схемы распределения ресурсов, лишённой элементов интеллектуального управления, задержка снижается медленно: ресурсы закрепляются за пользователями неравномерно, вследствие чего пакеты накапливаются в очередях, а общая эффективность системы падает. При работе предложенной модели задержка сокращается значительно быстрее и уже на первой половине временного интервала моделирования выходит на стабильно низкий уровень. К завершению эксперимента средняя задержка составляет порядка 5-7 мс, тогда как при традиционном подходе она остаётся в пределах 10-12 мс. Полученное расхождение наглядно подтверждает способность предложенного алгоритма оперативно перераспределять радиоресурсы, не допуская переполнения очередей, и тем самым удовлетворять жёстким требованиям к минимальной задержке, предъявляемым современными сетями пятого поколения.

Динамика вероятности потери пакетов для сравниваемых алгоритмов представлена на рис. 4.

Данный показатель достигает наибольших значений: система ещё не успела адаптироваться к текущим условиям,

нагрузка на радиоресурсы остаётся высокой, а алгоритм распределения ресурсов действует без учёта фактического состояния радиоканала. По мере накопления телеметрических данных и включения в работу компонентов хApp и гApp ситуация заметно улучшается – количество потерянных пакетов последовательно сокращается. К окончанию эксперимента вероятность потери пакетов при использовании предложенной модели практически стремится к нулю, тогда как традиционный алгоритм сохраняет данный показатель в диапазоне 0,005-0,01.

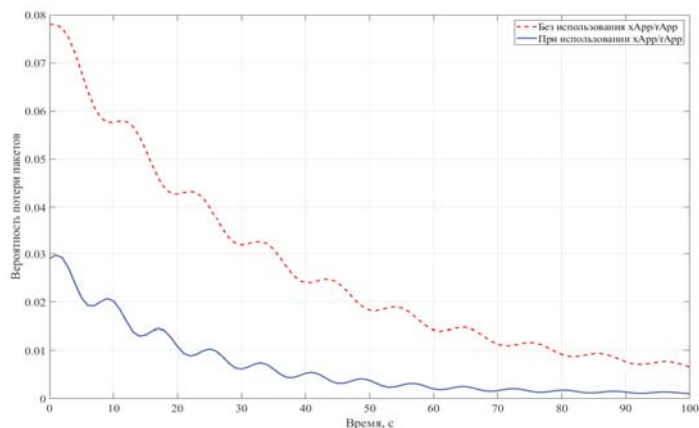


Рис. 4. Динамика вероятности потери пакетов при традиционном алгоритме распределения ресурсов и предложенной интеллектуальной модели

Полученный результат подтверждает, что сочетание прогнозирования нагрузки и интеллектуального распределения физических ресурсных блоков позволяет предотвращать переполнение очередей и тем самым повышать надёжность передачи данных в сети.

Изменение спектральной эффективности сети в ходе вычислительного эксперимента показано на рис. 5.

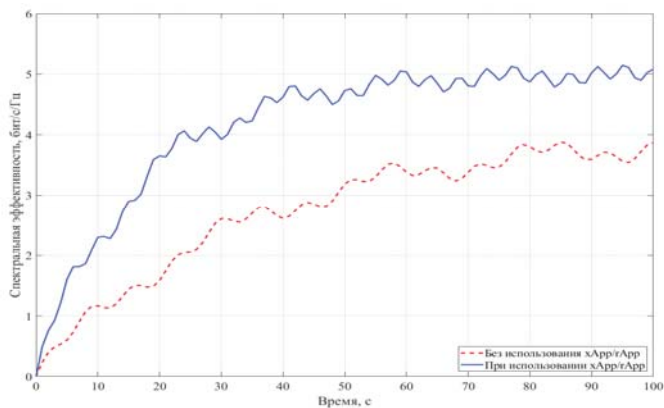


Рис. 5. Изменение спектральной эффективности сети в процессе моделирования

Для обоих сравниваемых алгоритмов наблюдается рост данного показателя по мере стабилизации работы сети, однако при использовании предложенной модели этот рост оказывается заметно более интенсивным. Уже к 20-30-й секунде моделирования спектральная эффективность достигает уровня порядка 4 бит/с/Гц, а к завершению эксперимента приближается к значению 5 бит/с/Гц. При традиционной схеме распределения ресурсов показатель стабилизируется суще-

ственно ниже – на уровне 3,5-3,8 бит/с/Гц. Полученное расхождение подтверждает, что предложенный алгоритм обеспечивает более рациональное использование доступного радиочастотного спектра и позволяет повысить пропускную способность сети без расширения занимаемой полосы частот.

Динамика индекса справедливости распределения ресурсов между пользователями приведена на рис. 6.

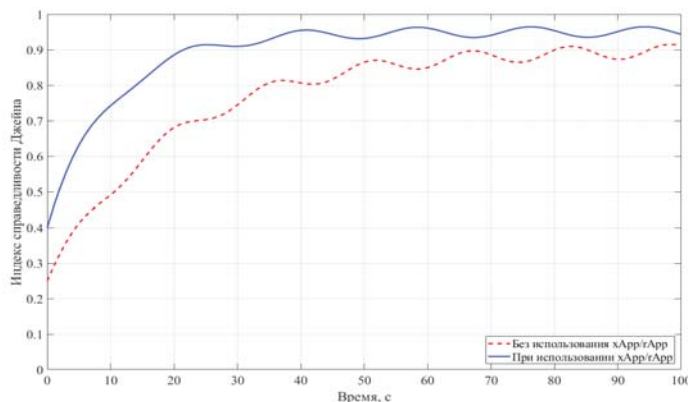


Рис. 6. Динамика индекса справедливости Джэйна при распределении ресурсов между пользователями

Оба алгоритма демонстрируют сравнительно невысокие значения индекса, что объясняется неравномерным закреплением физических ресурсных блоков за абонентами в условиях ещё не устоявшейся работы системы. По мере функционирования интеллектуального механизма управления значение индекса быстро возрастает и достигает 0,95-0,97, что соответствует практически равномерному распределению ресурсов между всеми пользователями сети. При традиционной схеме планирования рост данного показателя происходит значительно медленнее, а его итоговое значение не превышает 0,88-0,90. Полученное различие свидетельствует о том, что предложенный механизм распределения ресурсов учитывает не только текущее качество радиоканала, но и индивидуальные требования пользователей к качеству обслуживания, что в совокупности обеспечивает более высокую степень справедливости предоставления сетевых ресурсов.

Результаты распределения физических ресурсных блоков между пользователями сети представлены на рис. 7.

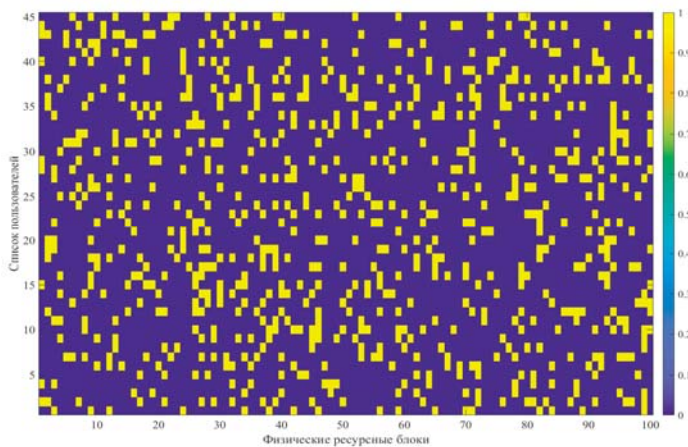


Рис. 7. Матрица распределения физических ресурсных блоков между пользователями сети

Представленная матрица распределения физических ресурсов блоков отражает процесс назначения ресурсов пользователям сети на протяжении рассматриваемого интервала моделирования: каждая строка матрицы соответствует отдельному абоненту, а каждый столбец – конкретному физическому ресурсному блоку, при этом выделенные элементы указывают на факт закрепления данного блока за соответствующим пользователем в определённый момент времени. Анализ полученной зависимости показывает отсутствие протяжённых по времени зон концентрации ресурсов у отдельных абонентов, что говорит о равномерном распределении физических ресурсов блоков между всеми пользователями сети.

Подобная структура назначения ресурсов способствует более эффективному использованию радиоинтерфейса, исключает монополизацию ресурсов отдельными пользователями и позволяет поддерживать стабильно высокое качество обслуживания даже при изменении интенсивности пользовательского трафика. Представленные результаты подтверждают корректность функционирования разработанного алгоритма распределения ресурсов и его способность адаптироваться к изменяющимся условиям эксплуатации сети Open RAN.

Заключение

Проведённое моделирование системы интеллектуального управления радиоресурсами на основе взаимодействия xApp и rApp подтвердило её эффективность применительно к задаче оптимизации распределения ресурсов в архитектуре Open RAN. Совместное использование прогнозирования нагрузки и адаптивного управления физическими ресурсными блоками обеспечивает заметный прирост качества функционирования сети по сравнению с классическими схемами планирования.

Полученная динамика коэффициента загрузки ресурсов свидетельствует о более рациональном использовании доступного радиочастотного ресурса при работе предложенной модели. За счёт прогноза изменения пользовательского трафика, формируемого rApp, приложение xApp получает возможность заблаговременно корректировать распределение ресурсов между абонентами. Это приводит к снижению частоты локальных перегрузок соты и позволяет удерживать пропускную способность на требуемом уровне, сохраняя при этом резерв для обслуживания новых пользователей и компенсации внезапных всплесков нагрузки. Не менее показательны и временные характеристики сети: применение разработанного алгоритма сопровождается сокращением средней задержки передачи пакетов.

Динамическое перераспределение ресурсов снижает вероятность накопления пакетов в очередях, что имеет принципиальное значение для сервисов с жёсткими требованиями к задержке – в частности, для приложений класса URLLC, задач промышленной автоматизации, систем дистанционного управления и мультимедийных сервисов реального времени. Существенное снижение демонстрирует и вероятность потери пакетов: интеллектуальное управление физическими ресурсными блоками позволяет своевременно перераспределять ресурсы между пользователями и тем самым предотвращать переполнение очередей даже при резких колебаниях интенсивности трафика, что повышает об-

щую надёжность и устойчивость сети к изменению нагрузки. Дополнительным подтверждением эффективности предложенного подхода служит рост спектральной эффективности, отражающий более полное использование доступного радиочастотного спектра и увеличение передаваемого объёма данных без расширения занимаемой полосы частот – задача, напрямую отвечающая ключевым требованиям сетей пятого поколения.

Наряду с этим наблюдается устойчиво высокое значение индекса справедливости Джейна, приближающееся к единице, что говорит об отсутствии концентрации ресурсов у отдельных абонентов: каждый пользователь получает сопоставимый объём ресурсов независимо от текущего состояния своего радиоканала. Наконец, анализ матрицы распределения физических ресурсов блоков подтверждает отсутствие устойчивых зон перегрузки и равномерность распределения ресурсов во времени.

В целом, полученные результаты свидетельствуют о способности предложенного алгоритма быстро адаптироваться к изменяющимся условиям функционирования сети, обеспечивая эффективное использование радиоресурса и стабильную работу системы при широком спектре сценариев нагрузки.

Литература

1. Kougiumtzidis G., Vlahov A., Poulkov V.K., Lazaridis P.I., Zaharis Z.D. Deep Learning-Aided QoE Prediction for Virtual Reality Applications Over Open Radio Access Networks // IEEE Access, vol. 11, pp. 143514-143529, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3343846.
2. Gerasimenko M. et al. Cooperative Radio Resource Management in Heterogeneous Cloud Radio Access Networks // IEEE Access, vol. 3, pp. 397-406, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2422266.
3. IEEE Draft Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Draft P802.11-REVmb/D8.0, March 2011 (Revision of IEEE Std 802.11-2007, as amended by IEEE Std 802.11k-2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, IEEE Std 802.11w-2009 and IEEE Std 802.11n-2009), vol., no., pp.1-2276, 29 March 2011, doi: 10.1109/IEEESTD.2011.5741051.
4. Yun I.-H., Kim D.-S., An J., Kim D.-Y. Intelligent Network Control for Ultra-High-Speed Railway Communications: Challenges and Solutions // Electronics 2026, 15, 1942. <https://doi.org/10.3390/electronics15091942>
5. Safiullin I.A., Ashaev I.P., Korobkov A.A., Gaysin A.K., Nadeev A.F. Reinforcement Learning-Based Handover Algorithm for 5G/6G AI-RAN. *Inventions* 2026, 11, 8. <https://doi.org/10.3390/inventions11010008>
6. Firouzi R., Rahmani R. 5G-Enabled Distributed Intelligence Based on O-RAN for Distributed IoT Systems // *Sensors* 2023, 23, 133. <https://doi.org/10.3390/s23010133>
7. Koufos K., El Haloui K., Dianati M., Higgins M., Elmighani J., Imran M.A., Tafazolli R. Trends in Intelligent Communication Systems: Review of Standards, Major Research Projects, and Identification of Research Gaps. *J // Sens. Actuator Netw.* 2021, 10, 60. <https://doi.org/10.3390/jsan10040060>
8. Ermakova A.V., Varlamov O.V. Improving the Energy Efficiency of Radio Access Networks by Using an Adaptive URLLC Slot Structure Within the 5G Advanced Architecture // *Telecom.* 2026. Vol. 7, No. 2. P. 36. DOI 10.3390/telecom7020036. EDN FOVIFS.
9. Горгадзе С.Ф., Ермакова А.В. Эффективность вариантов многостанционного доступа для сотовых сетей 5G и 6G // *Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли.* 2022. Т. 14, № 2. С. 19-26. DOI 10.36724/2409-5419-2022-14-2-19-26. EDN JSJBHS.

10. Варламов О.В. Способы построения функциональных узлов ШИМ модулятора для усилителя с раздельным усилением составляющих // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Т. 20, № 2. С. 12-22. DOI 10.36724/2072-8735-2026-20-2-12-22. EDN UMHVPB.
11. Горгадзе С.Ф., Ву Ш.Д., Ермакова А.В. Синхронизация последовательностей Голда на основе быстрого преобразования в усеченном базисе функций Уолша-Адамара // Радиотехника и электроника. 2024. Т. 69, № 2. С. 137-145. DOI 10.31857/S0033849424020045. EDN KMWICC.
12. Ghalbzouri S. El., Boutiba K., Ksentini A., Benjillali M. Neural-Driven Control of RIS in 6G Networks: A GoSimRIS and xApp-Based Framework // IEEE Networking Letters. 2025. Vol. 7, No. 1, pp. 1-5. DOI 10.1109/net.2025.3527683. EDN VZEOIB.
13. Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д. Методы машинного обучения в прикладных задачах прогнозирования динамично изменяющихся данных // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 8. С. 49-63. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-8-49-63. EDN ULVCHG.
14. Гришин И.В., Фокин Г.А., Калинин А.А., Синильников А.М. Анализ эвристических алгоритмов кластеризации с учётом робастности каналов в MIMO-NOMA системах // Электросвязь. 2026. № 1. С. 65-79. DOI 10.34832/ELSV.2026.75.1.008. EDN XUSTQZ.
15. Ву Ш.Д., Ермакова А.В., Горгадзе С.Ф. Быстрые спектральные преобразования в усеченном базисе Уолша-Адамара и синхронизация м-подобных последовательностей // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2024. Т. 15, № 5. С. 32-39. EDN PEICUG.
16. U.M.M., Sadashivappa G., Palepu R. Integration of RIC and xApps for Open -Radio Access Network for Performance Optimization // 2023 7th International Conference on Computation System and Information Technology for Sustainable Solutions (CSITSS), Bangalore, India, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/CSITSS60515.2023.10334159.
17. Tseng C. -h., Hung C.-F., Hong B.-K., Cheng S.-M. On Manipulating Routing Table to Realize Redirect Attacks in O-RAN by Malicious xApp // 2023 26th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Tampa, FL, USA, 2023, pp. 288-292, doi: 10.1109/WPMC59531.2023.10338835.
18. Ермакова А.В. Использование неортогональных поднесущих на основе сегментов м-последовательностей для формирования групповых сигналов систем мобильной связи // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2024. Т. 14, № 3. С. 23-29. EDN ADKJXI.
19. Штеренберг С.И., Ушаков И.А., Скорых М.А. Исследование проблем построения доверенной среды передачи. Санкт-Петербург. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 2024. 123 с. ISBN 978-5-89160-317-2. EDN KEPQDW.
20. Ko H., Lee J. Enhancing O-RAN xApp Intelligence with Cross-Domain RAN-Core Data Integration // 2026 40th International Conference on Information Networking (ICOIN), Hanoi, Vietnam, 2026, pp. 867-869, doi: 10.1109/ICOIN68469.2026.11480654.
21. Горгадзе С.Ф., Ермакова А.В., Кудряшова А.Ю. Многостанционный доступ на основе циркулярных матриц многопозиционных линейных рекуррентных последовательностей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 3. С. 37-53. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-3-37-53. EDN BYRCCD.
22. Daragh V.K., Ahmadi H., Grace D. Adaptive mMIMO Control in OPEN RAN: A Dynamic xApp Approach for Energy-Efficient Antenna Management // 2025 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Poznan, Poland, 2025, pp. 303-308, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit63408.2025.11036926.
23. Горгадзе С.Ф., Ермакова А.В., Кудряшова А.Ю. Групповые сигналы на основе симметричных ортогональных матриц и обработка многолучевых сигналов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 10. С. 21-34. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-10-21-34. EDN AMTGTV.
24. Громорушкин В.Н., Варламов О.В. Разработка требований к характеристикам отдельных узлов высокoeffективного передатчика, построенного по методу раздельного усиления составляющих однополосных колебаний // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2025. Т. 17, № 4. С. 28-34. DOI 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34. EDN WFABSZ.
25. Demircioglu E. Field Deployment and Performance Evaluation of an NR-V2X C-ITS Test Corridor over a 5G SA Private Network. Electronics 2026, 15, 2668. <https://doi.org/10.3390/electronics15122668>
26. Essahraoui M., Babay M.-A., Benzine H., El Bouayadi R., Mabrouki M., El Ganaoui M., Saad A. Vertical Axis Wind Turbines: A Comprehensive Critical Review of Aerodynamic Theory, Design Configurations, Performance Analysis, and Future Perspectives. Energies 2026, 19, 2544. <https://doi.org/10.3390/en19112544>
27. Ермакова А.В., Сенин И.А., Илюхин А.А., Любчиков Р.И. Совершенствование слотовой структуры URLLC и EMBB с резервированием пакетов в архитектуре 5G Advanced // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2026. Т. 16, № 2. С. 46-55. EDN GBYLLS.
28. Shen Z., Shin W., Shin J. Time-Aware Graph Neural Network for Asynchronous Multi-Station Integrated Sensing and Communications Fusion in Open RAN. Sensors 2026, 26, 2376. <https://doi.org/10.3390/s26082376>
29. Nurakhov Y., Kassymbek N., Marlambekov D., Mukhanbet A., Imankulov T. Bridging the Semantic Gap in 5G: A Hybrid RAG Framework for Dual-Domain Understanding of O-RAN Standards and srsRAN Implementation. Appl. Sci. 2026, 16, 3275. <https://doi.org/10.3390/app16073275>
30. Ermakova A.V., Vu Sy. D. Design and modeling of UPMC systems // Synchroninfo Journal. 2026. Vol. 12, No. 1, pp. 15-30. DOI 10.36724/2664-066X-2026-12-1-15-30. EDN JEDOME.
31. Chaskos E., Kolokotronis N., Shialeles S. A Next-Generation Cyber-Range Framework for O-RAN and 6G Security Validation. Future Internet 2026, 18, 29. <https://doi.org/10.3390/fi18010029>
32. Trichias K., Kaloxylas A., Willcock C. 6G Global Landscape: A Comparative Analysis of 6G Targets and Technological Trends // 2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597064.
33. Yrjölä S., Matinmikko-Blue M., Ahokangas P. Developing 6G Visions with Stakeholder Analysis of 6G Ecosystem // 2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Gothenburg, Sweden, 2023, pp. 705-710, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188379.
34. Wikström G. et al., Challenges and Technologies for 6G // 2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT), Levi, Finland, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/6GSUMMIT49458.2020.9083880.
35. Фетисов А.Ю., Микенин А.Э., Карабасов Е.М. и др. Имитационная модель приёмника LoRa в программе GNURADIO // Технологии информационного общества: Сборник трудов XX Международной отраслевой научно-технической конференции, Москва, 10-12 марта 2026 года. М.: МТУСИ, 2026. С. 94-96. EDN KDSWQG.
36. Antón-Haro C., Trichias K., De Majo C., Kaloxylas A., Beriere J. 6G Smart Networks and Services: Global Strategies, Main Work Directions & Future Outlook // 2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1115-1120, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597046.
37. Zong J., Liu Y., Liu H., Wang Q., Chen P. 6G Cell-Free Network Architecture // 2022 IEEE 2nd International Conference on Electronic Technology, Communication and Information (ICETCI), Changchun, China, 2022, pp. 421-425, doi: 10.1109/ICETCI55101.2022.9832308.
38. Liu H., Zong J., Wang Q., Liu Y., Yang F. Cloud Native Based Intelligent RAN Architecture Towards 6G Programmable Networking // 2022 7th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS), Wuhan, China, 2022, pp. 623-627, doi: 10.1109/ICCCS55155.2022.9846266.

39. Прокурят Г.А., Ермакова А.В., Микенин А.Э. Особенности аппаратно-программной оценки временных параметров сигналов в приемопередающем оборудовании LTE // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2026. Т. 17, № 4. С. 46-50. EDN CPXQDW.

40. Norp T., Sachdeva P., Anton C., Trichias K., Mohnani P. 6G Research & Innovation Activities in Europe: An Overview of EU & Nationally funded Programmes // 2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit), Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1109-1114, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597076.

41. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. Перспективы развития и эволюция технологий радиоинтерфейса от Geraп/UTRAN в направлении LTE // Вестник РАЕН. 2008. Т. 8, № 3. С. 32-40. EDN KFTESX.

42. Лемешко Н., Богаченков Д. Тестирование устройств 5G для обеспечения электромагнитной совместимости: потребности и современные возможности // Современная электроника. № 2. 2021. С. 30-38.

43. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal. 1948. Vol. 27, № 3, pp. 379-423, 623-656.

44. Kleinrock L. Queueing Systems. Vol. 1: Theory. New York: Wiley-Interscience, 1975. 417 p.

45. Bertsekas D.P. Nonlinear Programming. 2nd ed. Belmont: Athena Scientific, 1999. 791 p.

46. Wanigasekara C. Nonlinear System Modelling and Control: Trends, Challenges, and Future Perspectives. Computation 2026, 14, 44. <https://doi.org/10.3390/computation14020044>

47. Watkins C.J.C.H., Dayan P. Q-learning // Machine Learning. 1992. Vol. 8, № 3-4, pp. 279-292.

48. Jain R., Chiu D.-M., Hawe W. A Quantitative Measure of Fairness and Discrimination for Resource Allocation in Shared Computer Systems: tech. rep. DEC-TR-301. Hudson: Digital Equipment Corporation, 1984. 38 p.

DEVELOPMENT AND SIMULATION OF AN ALGORITHM FOR INTELLIGENT RADIO RESOURCE ALLOCATION BASED ON THE OPEN RAN ARCHITECTURE XAPP AND RAPP COMPONENTS INTERACTION

Anastasia V. Ermakova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, msikisylia@gmail.com

Oleg V. Varlamov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, vov@mtuci.ru

Abstract

This article examines the problem of intelligent radio resource allocation in radio access networks built on the principles of the O-RAN open architecture. It is shown that the scheduling algorithms used in existing systems, which focus on one or two target metrics, are unable to fully account for the simultaneous changes in multiple network parameters, including radio channel quality, traffic intensity, and user latency and packet loss requirements. As a solution, a model for interaction between xApp and rApp components is proposed. It implements a two-level control scheme: a long-term network state forecast generated in the Non-RT RIC loop and operational adjustments to the distribution of physical resource blocks performed in the near-RT RIC loop. The mathematical apparatus of the model was developed, including a formalization of the resource allocation problem taking into account the limitations of OFDMA technology, a proprietary integrated user prioritization criterion combining channel quality, service priority, load forecast, and service history, and a stability analysis of the proposed control algorithm based on the Lyapunov function method. The model's performance was verified through simulation in the MATLAB Simulink environment, reproducing the full system operation cycle-from user traffic generation to the generation of control actions on the base station. The results demonstrate reduced data transmission latency, a reduced probability of packet loss, increased spectral efficiency, and increased fairness in resource distribution among users compared to traditional scheduling algorithms.

Keywords: Open RAN, xApp, rApp, RAN Intelligent Controller, radio resource allocation, intelligent network management, machine learning, quality of service.

References

- [1] I. G. Kougiumtzidis, A. Vlahov, V. K. Poulkov, P. I. Lazaridis and Z. D. Zaharis, "Deep Learning-Aided QoE Prediction for Virtual Reality Applications Over Open Radio Access Networks," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 143514-143529, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3343846.
- [2] M. Gerasimenko et al., "Cooperative Radio Resource Management in Heterogeneous Cloud Radio Access Networks," in *IEEE Access*, vol. 3, pp. 397-406, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2422266.
- [3] "IEEE Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," in *IEEE Draft P802.11-REVmb/D8.0*, March 2011 (Revision of IEEE Std 802.11-2007, as amended by IEEE Std 802.11k-2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, IEEE Std 802.11w-2009 and IEEE Std 802.11n-2009), vol., no., pp.1-2276, 29 March 2011, doi: 10.1109/IEEESTD.2011.5741051.
- [4] I.-H. Yun, D.-S. Kim, J. An, D.-Y. Kim, "Intelligent Network Control for Ultra-High-Speed Railway Communications: Challenges and Solutions," *Electronics*, 2026, 15, 1942. <https://doi.org/10.3390/electronics15091942>
- [5] I.A. Safiullin, I.P. Ashaev, A.A. Korobkov, A.K. Gaysin, A.F. Nadeev, "Reinforcement Learning-Based Handover Algorithm for 5G/6G AI-RAN," *Inventions*, 2026, 11, 8. <https://doi.org/10.3390/inventions11010008>
- [6] R. Firouzi, R. Rahmani, "5G-Enabled Distributed Intelligence Based on O-RAN for Distributed IoT Systems," *Sensors* 2023, 23, 133. <https://doi.org/10.3390/s23010133>
- [7] K. Koufos, K. E. I. Haloui, M. Dianati, M. Higgins, J. Elmighani, M.A. Imran, R. Tafazolli, "Trends in Intelligent Communication Systems: Review of Standards, Major Research Projects, and Identification of Research Gaps," *J. Sens. Actuator Netw.* 2021, 10, 60. <https://doi.org/10.3390/jsan10040060>
- [8] A. V. Ermakova, O. V. Varlamov, "Improving the Energy Efficiency of Radio Access Networks by Using an Adaptive URLLC Slot Structure Within the 5G Advanced Architecture," *Telecom*. 2026. Vol. 7, No. 2. P. 36. - DOI 10.3390/telecom7020036.
- [9] S.F. Gorgadze, A.V. Ermakova, "Efficiency of multiple access options for 5G and 6G cellular networks," *H&ES Research*, 2022. Vol. 14. No 2. P. 19-26. DOI: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-19-26.
- [10] O. V. Varlamov, "Methods for constructing functional units of a PWM modulator for an amplifier with separate amplification of components," *T-Comm*. 2026. Vol. 20, No. 2. Pp. 12-22. - DOI 10.36724/2072-8735-2026-20-2-12-22.
- [11] S. F. Gorgadze, Sh. D. Wu, A. V. Ermakova, "Synchronization of Gold sequences based on fast transform in a truncated basis of Walsh-Hadamard functions," *Radio engineering and electronics*. 2024. Vol. 69, No. 2. P. 137-145. - DOI 10.31857/S0033849424020045.
- [12] S. El. Ghalbzouri, K. Boutiba, A. Ksentini, M. Benjillali, "Neural-Driven Control of RIS in 6G Networks: A GoSimRIS and xApp-Based Framework," *IEEE Networking Letters*. 2025. Vol. 7, No. 1. P. 1-5. - DOI 10.1109/lnet.2025.3527683.

- [13] Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, "Machine learning methods in applied problems of forecasting dynamically changing data", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.8, pp. 49-63. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-8-49-63.
- [14] I. V. Grishin, G. A. Fokin, A. A. Kalinkina, A. M. Sinilnikov, "Analysis of heuristic clustering algorithms taking into account channel robustness in MIMO-NOMA systems," *Elektrosvyaz*. 2026. No. 1. P. 65-79. - DOI 10.34832/ELSV.2026.75.1.008.
- [15] Sh. D., A.V. Ermakova, and S. F. Gorgadze, "Fast Spectral Transformations in Truncated Walsh-Adamar Basis and Synchronization of M-Like Sequences," *Systems of Synchronization, Shaping, and Signal Processing*, 2024. vol. 15, no. 5, pp. 32-39.
- [16] U. M. M., G. Sadashivappa and R. Palepu, "Integration of RIC and xApps for Open -Radio Access Network for Performance Optimization," *2023 7th International Conference on Computation System and Information Technology for Sustainable Solutions (CSITSS)*, Bangalore, India, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/CSITSS60515.2023.10334159.
- [17] C. -h. Tseng, C. -F. Hung, B. -K. Hong and S.-M. Cheng, "On Manipulating Routing Table to Realize Redirect Attacks in O-RAN by Malicious xApp," *2023 26th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Tampa, FL, USA, 2023, pp. 288-292, doi: 10.1109/WPMC59531.2023.10338835.
- [18] A. V. Ermakova, "Using non-orthogonal subcarriers based on m-sequence segments to generate group signals in mobile communication systems," *DSPA: Applications of Digital Signal Processing*. 2024. Vol. 14, No. 3, pp. 23-29.
- [19] S. I. Shterenberg, I. A. Ushakov, M. A. Skorykh, "Study of problems of constructing a trusted transmission environment," St. Petersburg: St. Petersburg State University of Telecommunications named after prof. M. A. Bonch-Bruевич, 2024. 123 p. ISBN 978-5-89160-317-2.
- [20] H. Ko and J. Lee, "Enhancing O-RAN xApp Intelligence with Cross-Domain RAN-Core Data Integration," *2026 40th International Conference on Information Networking (ICOIN)*, Hanoi, Vietnam, 2026, pp. 867-869, doi: 10.1109/ICOIN68469.2026.11480654.
- [21] S. F. Gorgadze, A. V. Ermakova, A. Yu. Kudryashova, "Multiple Access Based on Circular Matrices of Multiposition Linear Recurrent Sequences," *T-Comm*. 2025. Vol. 19, No. 3, pp. 37-53. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-3-37-53.
- [22] V. K. Daragh, H. Ahmadi and D. Grace, "Adaptive mMIMO Control in OPEN RAN: A Dynamic xApp Approach for Energy-Efficient Antenna Management," *2025 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Poznan, Poland, 2025, pp. 303-308, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit63408.2025.11036926.
- [23] S. F. Gorgadze, A. V. Ermakova, A. Yu. Kudryashova, "Group signals based on symmetric orthogonal matrices and processing of multipath signals," *T-Comm*. 2025. Vol. 19, No. 10, pp. 21-34. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-10-21-34.
- [24] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Development of requirements for the characteristics of individual nodes of a highly efficient transmitter built using the method of separate amplification of single-sideband oscillation components," *H&ES Research*. 2025. Vol. 17, No. 4, pp. 28-34. DOI 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34.
- [25] E. Demircioglu, "Field Deployment and Performance Evaluation of an NR-V2X C-ITS Test Corridor over a 5G SA Private Network," *Electronics* 2026, 15, 2668. <https://doi.org/10.3390/electronics15122668>
- [26] M. Essahraoui, M.-A. Babay, H. Benzine, R. El Bouayadi, M. Mabrouki, M. El Ganaoui, A. Saad, "Vertical Axis Wind Turbines: A Comprehensive Critical Review of Aerodynamic Theory, Design Configurations, Performance Analysis, and Future Perspectives." *Energies* 2026, 19, 2544. <https://doi.org/10.3390/en19112544>
- [27] A. V. Ermakova, I. A. Senin, A. A. Ilyukhin, R. I. Lyubchikov, "Improving the URLLC and EMBB slot structure with packet reservation in 5G Advanced architecture," *DSPA: Applications of Digital Signal Processing*. 2026. Vol. 16, No. 2, Pp. 46-55.
- [28] Z. Shen, W. Shin, J. Shin, "Time-Aware Graph Neural Network for Asynchronous Multi-Station Integrated Sensing and Communications Fusion in Open RAN," *Sensors*, 2026, 26, 2376. <https://doi.org/10.3390/s26082376>
- [29] Y. Nurakhov, N. Kassymbek, D. Marlambekov, A. Mukhanbet, T. Imankulov, "Bridging the Semantic Gap in 5G: A Hybrid RAG Framework for Dual-Domain Understanding of O-RAN Standards and srsRAN Implementation," *Appl. Sci.* 2026, 16, 3275. <https://doi.org/10.3390/app16073275>
- [30] A. V. Ermakova, Sy. D. Vu, "Design and modeling of UPMC systems," *Synchroinfo Journal*. 2026. Vol. 12, No. 1, pp. 15-30. DOI 10.36724/2664-066X-2026-12-1-15-30.
- [31] E. Chaskos, N. Kolokotronis, S. Shiales, "A Next-Generation Cyber-Range Framework for O-RAN and 6G Security Validation," *Future Internet* 2026, 18, 29. <https://doi.org/10.3390/fi18010029>
- [32] K. Trichias, A. Kaloxylas and C. Willcock, "6G Global Landscape: A Comparative Analysis of 6G Targets and Technological Trends," *2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597064.
- [33] S. Yrjölä, M. Matinmikko-Blue and P. Ahokangas, "Developing 6G Visions with Stakeholder Analysis of 6G Ecosystem," *2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Gothenburg, Sweden, 2023, pp. 705-710, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188379.
- [34] G. Wikström et al., "Challenges and Technologies for 6G," *2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*, Levi, Finland, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/6GSUMMIT49458.2020.9083880.
- [35] A. Yu. Fetisov, A. E. Mikenin, E. M. Karabasov, et al., "Simulation model of the Lora receiver in the GNURADIO program," *Technologies of the information society: Collection of proceedings of the XX International Industrial Scientific and Technical Conference*, Moscow, March 10-12, 2026. Moscow: MTUCI, 2026, pp. 94-96.
- [36] C. Antón-Haro, K. Trichias, C. De Majo, A. Kaloxylas and J. Beriere, "6G Smart Networks and Services: Global Strategies, Main Work Directions & Future Outlook," *2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1115-1120, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597046.
- [37] J. Zong, Y. Liu, H. Liu, Q. Wang and P. Chen, "6G Cell-Free Network Architecture," *2022 IEEE 2nd International Conference on Electronic Technology, Communication and Information (ICETCI)*, Changchun, China, 2022, pp. 421-425, doi: 10.1109/ICETCI55101.2022.9832308.
- [38] H. Liu, J. Zong, Q. Wang, Y. Liu and F. Yang, "Cloud Native Based Intelligent RAN Architecture Towards 6G Programmable Networking," *2022 7th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS)*, Wuhan, China, 2022, pp. 623-627, doi: 10.1109/ICCCS55155.2022.9846266.
- [39] G. A. Prokurat, A. V. Ermakova, A. E. Mikenin, "Features of hardware and software estimation of timing parameters of signals in LTE transceiver equipment," *Systems of synchronization, generation and processing of signals*. 2026. Vol. 17, No. 4, pp. 46-50.
- [40] T. Norp, P. Sachdeva, C. Anton, K. Trichias and P. Mohnani, "6G Research & Innovation Activities in Europe: An Overview of EU & Nationally Funded Programs," *2024 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Antwerp, Belgium, 2024, pp. 1109-1114, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit60053.2024.10597076.
- [41] V. O. Tikhvinsky, S. V. Terentyev, "Prospects for the development and evolution of radio interface technologies from Geran/UTRAN in the direction of LTE," *Bulletin of the Russian Academy of Natural Sciences*. 2008. Vol. 8, No. 3, pp. 32-40.
- [42] N. Lemeshko, D. Bogachenkov, "Testing 5G devices to ensure electromagnetic compatibility: needs and modern capabilities," *Modern Electronics*. No. 2. 2021, pp. 30-38.
- [43] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*. 1948. Vol. 27, No. 3, pp. 379-423, 623-656.
- [44] L. Kleinrock, "Queueing Systems. Volume I: Theory," New York: Wiley-Interscience, 1975. 417 p.
- [45] D. P. Bertsekas, "Nonlinear Programming". 2nd ed. Belmont: Athena Scientific, 1999. 791 p.
- [46] C. Wanigasekara, "Nonlinear System Modeling and Control: Trends, Challenges, and Future Perspectives," *Computation* 2026, 14, 44. <https://doi.org/10.3390/computation14020044>
- [47] C. J. C. H. Watkins, P. Dayan, "Q-learning," *Machine Learning*. 1992. Vol. 8, no. 3-4, pp. 279-292.
- [48] R. Jain, D.-M. Chiu, W. Hawe, "Quantitative Measure of Fairness and Discrimination for Resource Allocation in Shared Computer Systems," tech. rep. DEC-TR-301. Hudson: Digital Equipment Corporation, 1984. 38 p.

Information about authors:

Anastasia V. Ermakova, PhD, Assistant Professor of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, <https://orcid.org/0009-0002-8439-2111>

Oleg V. Varlamov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, <https://orcid.org/0000-0002-3996-9156>

МЕТОД СИНТЕЗА МАСШТАБИРУЕМЫХ КОДОВЫХ КНИГ SCMA

Покаместов Дмитрий Алексеевич,
Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия, dmaltomsk@mail.ru

Крюков Яков Владимирович,
Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия, kryukov.tusur@gmail.com

Рогожников Евгений Васильевич,
Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия, udzhon@mail.ru

Землянухин Сергей Юрьевич,
Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия, sergzemlyanukhin@yandex.ru

Литвинов Рудольф Викторович,
Томский политехнический университет, Томск, Россия,
litvinov_rv@mail.ru

Заболоцкий Александр Михайлович,
Томский университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия, amz@tusur.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-18-26

Manuscript received 05 May 2026;

Accepted 22 July 2026

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки
России по проекту FEWM-2026-0007

Ключевые слова: SCMA, 6G, IoT, разреженные
матрицы, кодовые книги, NOMA, MPA

В статье предлагается метод построения масштабируемых регулярных кодовых книг для систем связи с неортогональным множественным доступом на основе разреженных кодов SCMA (Sparse Code Multiple Access). SCMA позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость, спектральную эффективность, большое количество сетевых подключений и рассматривается как один из перспективных методов множественного доступа для систем связи следующих поколений. Эффективность систем с SCMA во многом определяется характеристиками используемых кодовых книг. В работе показано, что применение кодовых книг малой фиксированной размерности ограничивает возможность масштабирования системы и может приводить к ухудшению помехоустойчивости в условиях частотно-селективных замираний. Предложен метод синтеза кодовых книг SCMA, основанный на масштабировании базовых разреженных матриц с использованием квазициклического представления и контроле циклов малой длины в соответствующих матрицам фактор-графах. Для оценки эффективности предложенных решений разработана имитационная модель системы связи с SCMA. Методом Монте-Карло проведена оценка вероятностей битовых ошибок в различных моделях распространения радиоволн. Результаты моделирования показывают, что увеличение размерности кодовых книг позволяет существенно снизить вероятность битовых ошибок в каналах с групповыми частотно-селективными замираниями, при сохранении вычислительной сложности алгоритма детектирования.

Информация об авторах:

Покаместов Дмитрий Алексеевич, доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники, к.т.н., ФГАОУ ВО "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", Томск, Россия. ORCID 0000-0002-9405-4573

Крюков Яков Владимирович, доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники, к.т.н., ФГАОУ ВО "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", Томск, Россия. ORCID 0000-0002-4115-9080

Рогожников Евгений Васильевич, заведующий кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, к.т.н., ФГАОУ ВО "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", Томск, Россия. ORCID 0000-0001-7599-0393

Землянухин Сергей Юрьевич, аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники, ФГАОУ ВО "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", Томск, Россия

Литвинов Рудольф Викторович, доцент Отделения автоматизации и робототехники Инженерной школы информационных технологий и робототехники, к.ф.-м.н., Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Томск, Россия

Заболоцкий Александр Михайлович, директор института радиоэлектронной техники, ФГАОУ ВО "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники", Томск, Россия. ORCID 0000-0002-1801-7922

Для цитирования:

Покаместов Д. А., Крюков Я. В., Рогожников Е. В., Землянухин С. Ю., Литвинов Р. В., Заболоцкий А. М. Метод синтеза масштабируемых кодовых книг SCMA // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 18-26.

For citation:

D. A. Pokamestov, Ya. V. Kryukov, E. V. Rogozhnikov, S. Yu. Zemlyanukhin, R. V. Litvinov, A. M. Zabolotskiy "A Method for the Design of Scalable SCMA Codebooks," T-Comm, 2026, vol. 20, no.8, pp. 18-26. (in Russian)

Введение

Методы неортогонального множественного доступа NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) являются перспективной технологией для повышения спектральной эффективности, помехоустойчивости и плотности подключений в системах связи следующих поколений. В ряде публикаций NOMA рассматривается для организации физического уровня в системах мобильной связи шестого поколения 6G [1-4]. По принципу разделения пользователей NOMA подразделяются на методы в домене мощности PD-NOMA (Power Domain NOMA) [5] и в домене кода CD-NOMA (Code Domain NOMA) [6]. Одним из наиболее перспективных методов CD-NOMA является SCMA [7]. SCMA основан на использовании разреженных многомерных кодовых книг, обеспечивающих отображение информационных битов в разреженные комплексные векторы.

Для детектирования переданных данных на приемной стороне применяется алгоритм распространения сообщений MPA (Message Passing Algorithm). За счет многомерности и разреженности кодовых слов SCMA позволяет реализовать перегруженные режимы передачи при числе абонентов, превышающем число ортогональных ресурсных элементов.

В таких условиях достигается повышенная спектральная эффективность и помехоустойчивость при сохранении приемлемой вычислительной сложности детектирования. Большинство методов NOMA могут быть реализованы совместно с ортогональным частотным мультиплексированием OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), что позволяет интегрировать их в системы мобильной связи, использующие OFDM в качестве технологии физического уровня. Также рассматриваются вопросы комбинирования SCMA с новыми методами формирования сигналов, такими как модуляция в ортогональном частотно-временном пространстве OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) [8] и аффинное частотное мультиплексирование AFDM (Affine Frequency Division Multiplexing) [9].

Характеристики систем на основе SCMA во многом определяются структурой кодовых книг, поэтому их формирование является ключевой задачей. В последние годы опубликован ряд работ, предлагающих различные подходы к синтезу кодовых книг. Большинство существующих методов основано на многоэтапном проектировании, включающем формирование многомерного базового сигнального созвездия, его преобразование и также построение кодовых книг отдельных слоёв с использованием разреженных матриц [10, 11].

Наибольшее внимание в литературе уделяется проектированию базовых сигнальных созвездий, в качестве которых рассматриваются различные варианты амплитудной модуляции QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [12, 13], модуляции угла золотого сечения GAM (Golden Angle Modulation) [14] и другие конструкции. Помимо структурированных созвездий исследуются методы динамической оптимизации их формы [15], включая подходы на основе машинного обучения [16].

Несмотря на активные исследования SCMA в целом и кодовых книг в частности, ряд вопросов остается недостаточно изученным.

В частности, в большинстве работ не рассматриваются задачи синтеза формирующих разреженных матриц и связанных с ними фактор-графов.

Как правило, в литературе используются кодовые книги малой размерности, чаще всего для шести абонентов и четырех поднесущих, за исключением отдельных работ [11, 17].

Несмотря на то что кодовые книги малой фиксированной размерности демонстрируют высокую эффективность в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), их применение в многолучевых каналах сопряжено с рядом ограничений. Прежде всего это связано с глубокими частотно-селективными замираниями, которые могут существенно исказить несколько соседних поднесущих OFDM и, таким образом, затрагивать все ненулевые компоненты кодового слова.

Другой проблемой является наличие коротких циклов в фактор-графах, соответствующих разреженным матрицам малой размерности. Это приводит к корреляции передаваемых сообщений в алгоритме MPA и, как следствие, к ухудшению его сходимости и росту BER (Bit Error Rate) [19].

В литературе недостаточно освещены вопросы формирования кодовых книг масштабируемой размерности и их влияния на помехоустойчивость SCMA. В основном рассматриваются работы, посвященные совместному проектированию протографов низкоплотностных кодов и SCMA [20]. Основы подхода к формированию кодовых книг произвольной размерности и оценка их эффективности в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом представлены в [21]. В этой работе предлагается метод формирования масштабируемых кодовых книг с контролем циклов малой кратности в разреженных матрицах. Метод позволяет формировать кодовые книги большой размерности с числом абонентов и поднесущих, превышающим 10^3 .

Показано, что увеличение размерности кодовых книг приводит к линейному росту вычислительной сложности обнаружения, остающейся сопоставимой со сложностью схем, использующих кодовые книги малой размерности. Результаты имитационного моделирования нисходящего канала (downlink) демонстрируют улучшение характеристик BER в зависимости от отношения сигнал шум SNR (Signal-to-Noise Ratio). Исследования проводились в различных моделях многолучевых каналов с замираниями, стандартизованных 3GPP [22]. Предложенный подход расширяет возможности применения SCMA в сценариях массового обслуживания и может быть использован при разработке перспективных беспроводных систем связи.

1 Модель системы связи с SCMA

1.1 Формирование и обработка сигналов с SCMA

На рисунке 1 представлена структурная схема канала связи с использованием SCMA. Базовая станция (передатчик) обслуживает J абонентов (слоев) и передает каждому предназначенный ему битовый вектор $\mathbf{b}_j, j = 1, \dots, J$. Рассматривается нисходящий канал с применением технологии OFDM, что подразумевает формирование K информационных поднесущих в частотной области.

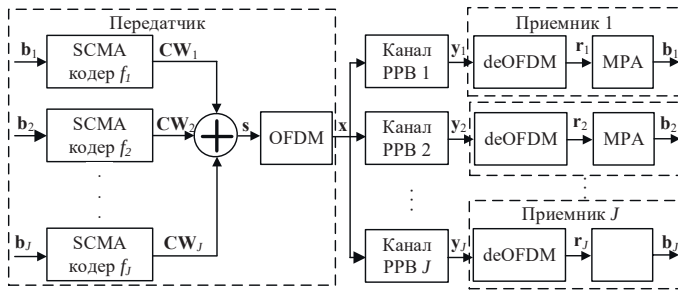


Рис. 1. Структурная схема канала связи с SCMA

Входные бинарные последовательности отображаются в комплексные разреженные кодовые слова в блоках SCMA кодер, каждый из которых определяет правило отображения:

$$f_j : B^{\log_2(M)} \rightarrow CW_{j,m_j}, \quad (1)$$

где M – индекс модуляции, определяющий битовую скорость, m_j – индекс выбранного кодового слова.

Сформированные в соответствии с (1) кодовые слова покомпонентно суммируются, образуя передаваемый SCMA символ:

$$s = \sum_{j=1}^J CW_{j,m_j}.$$

Из K компонентов, принимающих участие в формировании каждого элемента s_k ($s = (s_k), k = 1, \dots, K$) только dk не равны нулю, т.е. на каждой поднесущей одновременно сигналы передают dk абонентов.

Далее выполняются классические операции по формированию OFDM символов: добавление защитных интервалов, быстрое преобразование Фурье для перехода во временную область, добавление циклического префикса и др. В результате этих операций формируется OFDM символ, значение которого во временном домене обозначено x .

После прохождения канала распространения радиоволн (РРВ) на входе j -го приемника формируется вектор принятого символа, который в частотном домене описывается выражением:

$$y_j = \text{diag}(\mathbf{h}_j) s + \mathbf{n}_j, \quad (2)$$

где $\mathbf{h}_j$ – канальный вектор, содержащий комплексные коэффициенты передачи на K поднесущих, $\mathbf{H} = (\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_J)^T = (h_{j,k})$ – канальная матрица, $\mathbf{n}_j \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I})$ – вектор отсчетов аддитивного белого гауссовского шума с дисперсией N_0 , $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

На приемной стороне выполняются классические операции по обработке OFDM символов: удаление циклического префикса, перевод в частотную область, эквалайзиринг, выделение информационных поднесущих и др. Для детектирования SCMA символов и выделения оценки битового сообщения $\mathbf{b}_j$ выполняется алгоритм МРА. МРА основан на обмене сообщениями о вероятностях прихода компонентов кодового слова между узлами двудольного графа [7].

1.2 Кодовые книги SCMA

Ключевым элементом архитектуры системы связи с SCMA является правило отображения входных битовых

последовательностей в кодовые слова (1), которое задается кодовой книгой. Структура кодовой книги непосредственно связана с формой сигналов и распределением ресурсов и оказывает решающее влияние на помехоустойчивость системы. Общая кодовая книга $\mathbf{CB}$ является трехмерной матрицей и состоит из кодовых книг слоев $\mathbf{CB}_j$, каждая из которых, в свою очередь, содержит M кодовых слов. Кодовые слова являются разреженными векторами, состоящими из K элементов, из которых только dk не равно нулю. В каждом из K ресурсных элементов (например, поднесущих OFDM) одновременно ведут передачу только dk из J абонентов. Связь между абонентами и ресурсными элементами задается формирующей разреженной матрицей $\mathbf{F} \in \mathbb{B}^{K \times J}$, $\mathbf{F} = (\mathbf{f}_j) = (f_{kj}), j = 1, \dots, J, k = 1, \dots, K$ и соответствующим ей двудольным фактор-графом. Пример матрицы $\mathbf{F}$ и фактор-графа для $J = 6, K = 4, dk = 2, dk = 3$ приведен на рисунке 2 [19]. Круги фактор-графа соответствуют ресурсным элементам (строкам $\mathbf{F}$), а квадраты – абонентам (столбцам $\mathbf{F}$). Ребро графа соединяет j -ый квадрат и k -ый круг, если $f_{kj} = 1$.

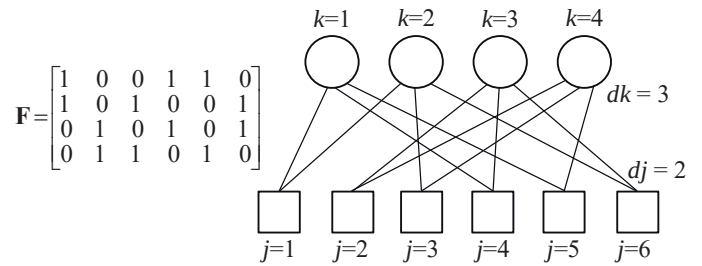


Рис. 2. Пример формирующей матрицы $\mathbf{F}$ и соответствующего ей фактор-графа для $J = 6, K = 4, dk = 2, dk = 3$

На рисунке 3 приведен пример сформированной на основе $\mathbf{F}$ общей кодовой книги (а), кодовых книг слоев (б) и кодовых слов 4-го слоя (в) [19]. В этом примере каждая кодовая книга содержит $M = 4$ кодовых слов.

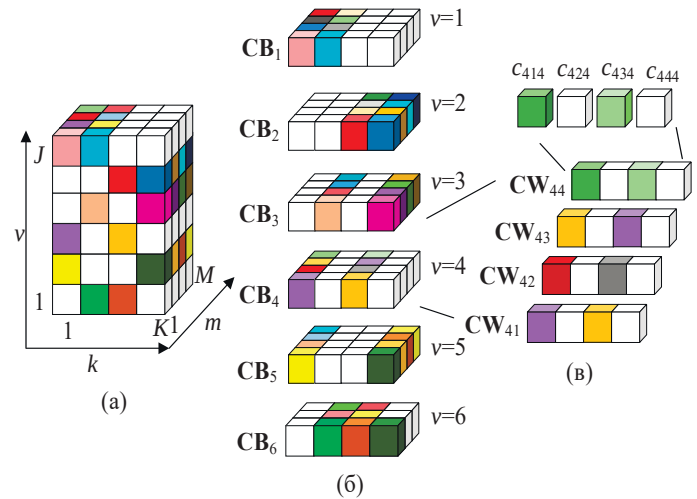


Рис. 3. Пример кодовой книги SCMA для $J = 6, K = 4, dk = 2, dk = 3$

Кодовая книга j -го слоя может быть получена с помощью следующего выражения [11]:

$$\mathbf{CB}_j = \mathbf{V}_j \Delta_j \mathbf{M}_c, \quad (3)$$

где $\mathbf{M}_c \in \mathbb{C}^{dj \times M}$ – материнское созвездие, $\Delta_j \in \mathbb{C}^{dj \times dj}$ – оператор преобразования (например, поворота [11]) материнского созвездия, $\mathbf{V}_j \in \mathbb{B}^{K \times dj}$ – оператор отображения на ресурсные элементы, удовлетворяющий условию $\mathbf{f}_j = \text{diag}(\mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^T)$.

Отметим, что проектирование кодовых книг является сложной оптимизационной задачей, которую можно сформулировать как:

$$\mathbf{V}_j, \Delta_j, \mathbf{M}_c = \arg \max_{\mathbf{V}_j, \Delta_j, \mathbf{M}_c} (m(\mathbf{V}_j, \Delta_j, \mathbf{M}_c, J, K, df, dj, M)) \quad (4)$$

где m – заданный оптимизационный критерий, например, минимальное евклидово расстояние между точками многомерного сигнального созвездия [14]. Задача (4) комбинаторная, подразумевает наличие различных критериев m и не имеет однозначного аналитического решения. В ряде работ рассматриваются вопросы проектирования $\mathbf{M}_c$ и Δ_j [7, 10–14]. Вместе с тем, вопросы проектирования $\mathbf{F}$ рассматриваются значительно реже.

Задача формирования масштабируемых кодовых книг может быть представлена в виде последовательности этапов. На первом этапе осуществляется синтез формирующей матрицы распределения ресурсов $\mathbf{F} \in \mathbb{B}^{K \times J}$ требуемой размерности, определяющей структуру взаимодействия слоёв и ресурсных элементов. На втором этапе на основе постановки задачи (4) и выбранного критерия оптимизации m выполняется проектирование материнского созвездия $\mathbf{M}_c$ и операторов преобразования Δ_j . Третьим этапом является формирование кодовых книг слоёв в соответствии с (3), то есть отображение преобразованного материнского созвездия на ресурсные элементы.

2 Формирование масштабируемых кодовых книг SCMA

2.1 Требования к формирующим разреженным матрицам

В большинстве известных работ используется матрица распределения ресурсов $\mathbf{F}$, соответствующая конфигурации с шестью слоями и четырьмя ресурсными элементами ($J = 6$, $K = 4$), структура которой приведена на рисунке 2. Применение фиксированной матрицы малой размерности существенно ограничивает возможности масштабирования системы. Такой подход не позволяет формировать кодовые книги большого размера, необходимые для реализации сценариев массового обслуживания, а также для эффективной работы в каналах с частотно-селективными замираниями.

Рассмотрим требования к матрице $\mathbf{F}$, предъявляемые в соответствии с особенностями формирования и обработки сигналов с SCMA:

1. Матрица $\mathbf{F}$ должна быть регулярной, то есть число единичных элементов в каждой строке и в каждом столбце должно быть одинаковым:

$$\sum_{k=1}^K f_{kj} = dj, \forall j = 1, \dots, J, \quad (5)$$

$$\sum_{j=1}^J f_{kj} = dk, \forall k = 1, \dots, K. \quad (6)$$

Регулярность структуры обеспечивает одинаковую вычислительную сложность обработки для всех узлов

алгоритма МРА и упрощает его программную и аппаратную реализацию.

2. Исключение циклов малой кратности в соответствующей матрице $\mathbf{F}$ двудольном графе. Под циклом кратности L понимается замкнутый путь, проходящий по различным вершинам графа и возвращающийся в исходную вершину. В двудольном графе длина любого цикла является чётной. Требование заключается в том, что минимальная длина цикла (обхват графа):

$$g = \min(L). \quad (7)$$

должна быть не меньше заданного значения. Пример появления двух циклов кратности 4 в фактор-графе для $J = 6$, $K = 4$, $dj = 2$, $dk = 3$ приведен на рисунке 4.

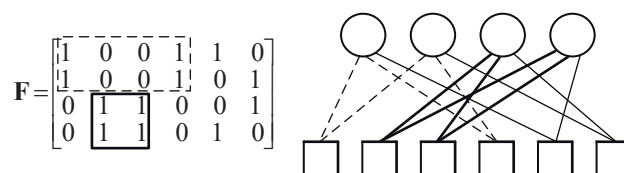


Рис. 4. Пример появления циклов кратности $g = 4$ в фактор-графе

Исключение коротких циклов уменьшает корреляцию сообщений в алгоритме МРА. Наличие циклов малой длины приводит к тому, что при итерационной передаче сообщений между узлами фактор-графа информация быстро возвращается к исходному узлу по замкнутому пути. В результате сообщения становятся статистически зависимыми уже на ранних итерациях, что нарушает предположение об их условной независимости, лежащее в основе алгоритма МРА.

3. Матрица $\mathbf{F}$ должна задавать связный двудольный граф, то есть между любыми двумя вершинами графа должен существовать путь. На рисунке 5 приведен пример несвязного графа, в котором группы слоёв взаимодействуют только с определенными ресурсными элементами. Отметим, что такая структура уменьшает минимальную длину циклов g , которая в рассматриваемом сценарии также равна четырем.

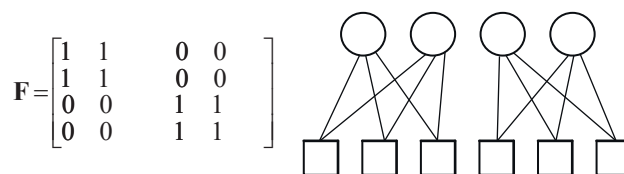


Рис. 5. Пример несвязного фактор-графа

Требование полновязности обеспечивает обмен сообщениями между всеми узлами фактор-графа и снижает вероятность формирования структур, способствующих появлению коротких циклов.

2.2 Алгоритм синтеза формирующей матрицы

Синтез разреженной матрицы распределения ресурсов может осуществляться на основе подхода, аналогичного алгоритму Галлагера, применяемому при построении низкоплотностных кодов LDPC (Low Density Parity Check). В этом случае матрица формируется путем последовательного добавления строк заданного веса с последующим контролем циклов

и структуры фактор-графа [19]. Однако при увеличении размерности матрицы такой подход приводит к росту вычислительной сложности.

В настоящей работе предлагается алгоритм формирования матрицы $\mathbf{F}$, основанный на ее квазициклическом отображении. Такой подход широко применяется при построении проверочных матриц LDPC кодов, например, в стандарте 5G NR.

Для генерации разреженной матрицы $\mathbf{F} \in \mathbb{B}^{K \times J}$ с параметрами dj, dk, g алгоритм включает в себя следующие шаги:

1. Выбор базовой матрицы $\mathbf{F}_0 \in \mathbb{B}^{K_0 \times J_0}$, с параметрами dj, dk, g_0 не содержащей коротких циклов. При этом должны выполняться условие:

$$\frac{J}{J_0} = \frac{K}{K_0} = Z, \quad (8)$$

где $Z \in \mathbb{N}$ – размер циркулянта.

2. Каждому ненулевому элементу $\mathbf{F}_0$ ставится в соответствие циркулянтная матрица $\mathbf{P}(a_{r,u})$ размерности $Z \times Z$, определяемая параметром циклического сдвига $a_{r,u} \in \{0, \dots, Z-1\}$, $\mathbf{A} = (a_{r,u})$, $r = 1, \dots, K_0$, $u = 1, \dots, J_0$. Циркулянтная матрица $\mathbf{P}(a_{r,u})$ представляет собой единичную диагональную матрицу, столбцы которой циклически сдвинуты на $a_{r,u}$ вправо. При этом если $a_{r,u} = -1$, то $\mathbf{P}$ – нулевая матрица. Например:

$$Z = 3, \mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{P}(-1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

3. Для выбора $a_{r,u}$ предлагается последовательное жадное случайное назначение из допустимого диапазона $\{0, \dots, Z-1\}$ с контролем появления циклов минимальной заданной кратности g . Между последовательностью вершин фактор-графа с индексами $r_i \in \{1, \dots, K_0\}$, $u_i \in \{1, \dots, J_0\}$, $f_{0,r_i,u_i} = 1$ отсутствует цикл длиной g , если выполняется условие [23]:

$$\sum_{i=1}^{g/2} (a_{r_i,u_i} - a_{r_i,u_{i+1}}) \neq 0 \pmod{Z} \quad (9)$$

В случае, если на этом этапе работы алгоритма условие (9) не выполняется, выбирается другое случайное значение $a_{r,u}$.

При возникновении ситуации, в которой невозможно сформировать $\mathbf{A} = (a_{r,u})$, не приводящую к появлению циклов кратности g , алгоритм возвращается ко второму шагу и назначение значений $a_{r,u}$ выполняется заново. В случае недостижения результата в течение заданного числа итераций алгоритм принудительно заканчивает работу.

4. После выбора всех $a_{r,u}$ для формирования $\mathbf{F}$ каждый элемент $f_{0,r,u}$ заменяется на матрицу $\mathbf{P}(a_{r,u})$.

Рассмотрим пример работы алгоритма. Пусть требуется создать формирующую матрицу $K = 18$, $J = 12$, $dj = 2$, $dk = 3$, $g = 8$. В качестве базовой матрицы $\mathbf{F}_0$ выберем разреженную матрицу, приведенную на рисунке 2 с параметрами $K_0 = 4$, $J_0 = 6$, $dj = 2$, $dk = 3$, $g_0 = 6$. В этом случае, в

соответствии с (8) параметр $Z = 3$. В результате работы алгоритма формируется матрица значений сдвига циркулянтов:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 2 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & -1 & 2 & -1 \end{bmatrix}.$$

Результирующая матрица имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Соответствующий матрице (9) граф приведен на рисунке 6.

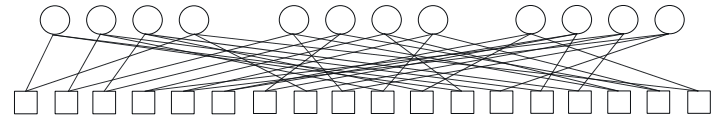


Рис. 6. Фактор-граф для матрицы (9)

Отметим, минимальная кратность циклов фактор-графа матрицы (10) составляет $g = 8$, в то время как для фактор-графа базовой матрицы $\mathbf{F}_0$ $g_0 = 6$. Увеличение кратности циклов обеспечивает снижение корреляции абонентских сигналов.

На рисунке 7 приведен фактор-граф, образующийся при применении кодовой книги с $K = 4$, $J = 6$ для 12 ресурсных элементов и 18 слоев.

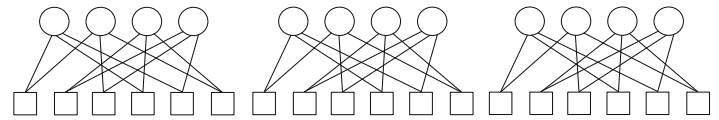


Рис. 7. Фактор-граф при использовании кодовой книги с $K = 4$, $J = 6$ на 12 ресурсных элементах и 18 слоях

Особенностями фактор графа, приведенного на рисунке 7, является наличие циклов кратности $g = 6$ и отсутствие связности, что приводит к выполнению детектирования МРА по отдельности над группами поднесущих. В отличие от этого, фактор-граф, приведенный на рисунке 6, является связным, что обеспечивает последовательный обход всех узлов при работе МРА.

Отдельно отметим, что как показано в [7], вычислительная сложность алгоритма МРА имеет порядок $O(I \cdot K \cdot M^{dk})$, где I – число итераций алгоритма. При использовании кодовых книг малой размерности, формирующих сигналы на группах из K_0 ресурсных элементов (как показано на рисунке 7), детектирование выполняется независимо для каждой группы. В этом случае параллельно выполняются $Z = K/K_0$ независимых алгоритмов МРА. Соответственно, суммарная вычислительная сложность обработки также имеет порядок

$O(I \cdot Z \cdot K_0 \cdot M^{dk}) = O(I \cdot K \cdot M^{dk})$, то есть совпадает со сложностью схемы, использующей кодовую книгу большой размерности на том же числе ресурсных элементов. Таким образом, увеличение размерности кодовых книг за счёт масштабирования формирующей матрицы не приводит к росту вычислительной сложности детектирования.

3 Результаты моделирования

Для оценки эффективности предложенного метода была разработана имитационная модель системы связи с SCMA, построенная в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1. Модель включает формирование SCMA символов с использованием синтезированных кодовых книг, OFDM-модуляцию, прохождение сигнала через канал распространения радиоволн, а также детектирование на приемной стороне с применением алгоритма МРА.

Для обеспечения корректной оценки эффективности предложенных решений, каналное кодирование в модели системы не использовалось. Эффективность работы оценивалась по зависимостям вероятности битовой ошибки BER (Bit Error Rate) от отношения энергии, приходящейся на бит информации к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 . Моделирование выполнялось методом Монте-Карло с многократной генерацией передаваемых символов, случайных реализаций канала и аддитивного гауссова шума.

В работе рассматриваются два сценария канала распространения радиоволн, соответствующих (2). В первом сценарии используется классическая модель некоррелированного частотно-селективного канала Релея $h_{j,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$, $\sigma_h^2 = 1$ (далее канал Релея). Для такой модели характерны глубокие замирания на отдельных поднесущих, случайным образом распределённые по всему частотному спектру.

Во втором сценарии используется стандартизованная модель многолучевого канала Релея TDL-C (Tapped Delay Line C), рекомендованная в спецификации 3GPP TR 38.901 [22] (далее TDL-C). Данная модель описывает частотно-селективный канал с многолучевым распространением и значительным разбросом задержек, характерный для сценариев мобильной связи в городской застройке. В таких условиях группы соседних поднесущих могут одновременно испытывать глубокие замирания. Примеры реализаций канальных векторов для обоих сценариев приведены на рисунке 8.

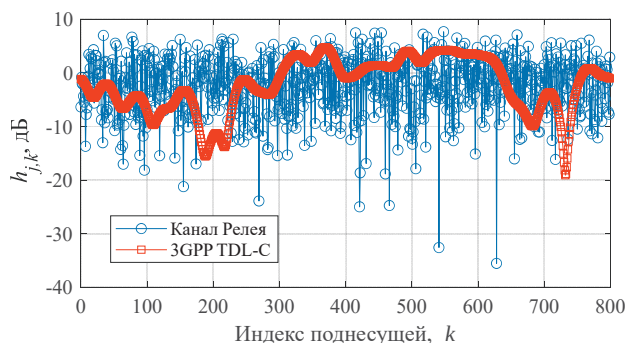


Рис. 8. Пример реализаций канальных векторов в двух сценариях

Во всех сценариях моделирования использовались кодовые книги с одинаковыми параметрами $dj = 2$, $dk = 3$, $M = 4$,

при этом изменялась их размерность, определяемая параметрами K, J . При синтезе формирующих матриц использовалась базовая матрица, приведенная на рисунке 2, а минимальная длина циклов g менялась для различных кодовых книг. Формирование кодовых книг, включая синтез операторов Δ_j и $\mathbf{M}_c$ основано на подходе, описанном в [11]. Для детектирования символов применялся алгоритм МРА с семью итерациями.

На рисунках 9-10 приведены зависимости среднего значения BER по всем абонентам от E_b/N_0 , демонстрирующие влияние минимальной длины циклов g на помехоустойчивость системы связи с SCMA. В этом эксперименте было сгенерировано четыре кодовые книги, для которых параметры $K = 16$, $J = 24$ совпадали, а минимальная длина циклов в формирующей матрице (параметр g) принимала значения [4, 6, 8, 12].

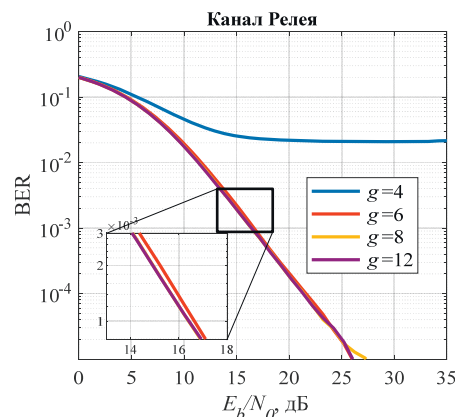


Рис. 9. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала Релея при разных g

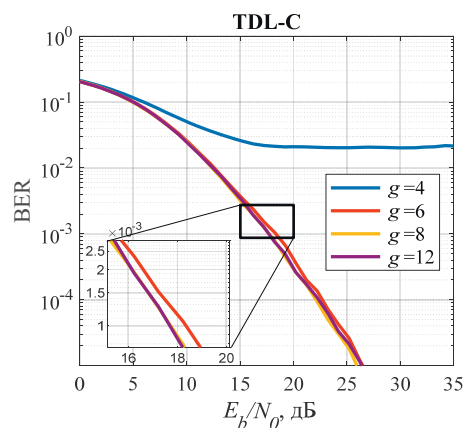


Рис. 10. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала TDL-C при разных g

Как видно из рисунков, в обеих моделях каналов зависимости BER имеют схожий характер. Наличие циклов длины $g = 4$ приводит к существенному ухудшению BER. Из-за корреляции сообщений в фактор-графе алгоритма МРА при увеличении E_b/N_0 вероятность битовых ошибок не уменьшается до нулевых значений. В то же время исключение циклов большей кратности приводит лишь к незначительному улучшению характеристик BER. Так, для достижения вероятности ошибки 10^{-3} при наличии циклов длины $g = 6$ требуется

примерно на 0.5 дБ большее значение E_b/N_0 по сравнению с кодовыми книгами, в которых присутствуют только циклы длины $g = 8$ и $g = 12$.

На рисунках 11-12 приведены зависимости BER от E_b/N_0 демонстрирующие влияние масштабирования размерности кодовых книг. Рассматривалось семь синтезированных кодовых книг, параметры которых приведены в таблице 1. Отметим, что параметры кодовой книги 1 соответствуют наиболее распространенному в литературе сценарию [7-9, 11, 13, 15].

Таблица 1

Параметры синтезированных кодовых книг

	J	K	g
CB № 1	6	4	6
CB № 2	12	8	8
CB № 3	48	32	12
CB № 4	96	64	16
CB № 5	384	256	16
CB № 6	768	512	16
CB № 7	1536	1024	16

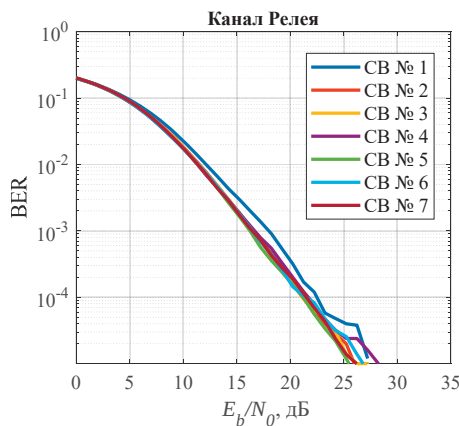


Рис. 11. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала Релея для кодовых книг из таблицы 1

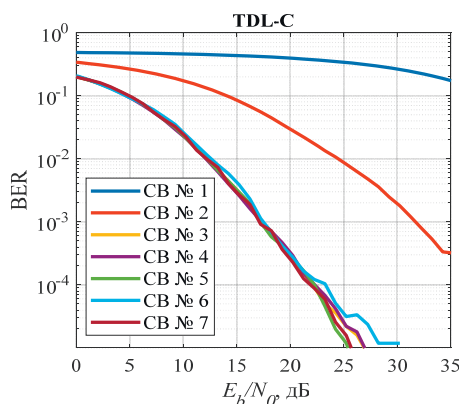


Рис. 12. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала TDL-C для кодовых книг из таблицы 1

Как видно из рисунка 11, увеличение размерности кодовых книг приводит к снижению вероятности битовых ошибок. Наиболее заметный прирост эффективности наблюдается при двукратном масштабировании кодовой книги до $K = 8$ ресурсных элементов. Рисунок 12 показывает, что при наличии групповых замираний, характерных для модели TDL-C, дальнейшее

увеличение размерности до $K = 48$ (кодовая книга № 3) обеспечивает дополнительное снижение BER по сравнению с кодовыми книгами малой размерности (№1 и №2). При этом последующее увеличение размерности кодовых книг не приводит к дальнейшему улучшению помехоустойчивости.

На рисунках 13 и 14 приведено сравнение использования масштабируемых кодовых книг и кодовой книги малой размерности (CB №1 из табл. 1) при разбиении общего числа поднесущих K (8, 64, 1024) на группы по четыре. Пример такого разбиения показан на рисунке 7.

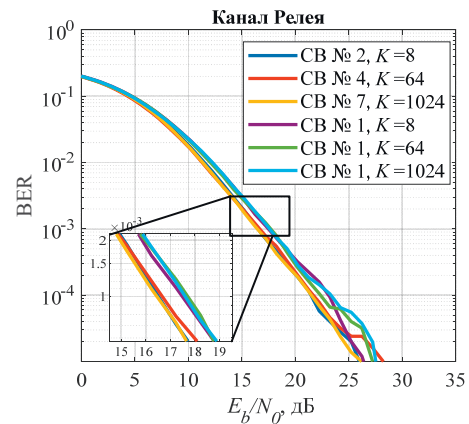


Рис. 13. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала Релея при использовании малых и масштабируемых кодовых книг

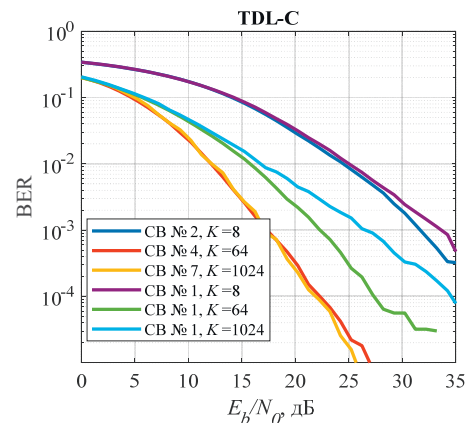


Рис. 14. Зависимости BER от E_b/N_0 в модели канала TDL-C при использовании малых и масштабируемых кодовых книг

Рисунок 13 демонстрирует, что использование масштабируемых кодовых книг в канале Релея обеспечивает более высокую помехоустойчивость по сравнению с применением кодовой книги №1. Выигрыш составляет около 1 дБ при $BER = 10^{-3}$. При этом вследствие случайных некоррелированных замираний, характерных для этой модели канала, применение кодовой книги №1 на различном числе поднесущих приводит к практически одинаковому уровню помехоустойчивости. Этот уровень уступает результатам, достигаемым при использовании масштабируемых кодовых книг, для которых наблюдаются близкие значения BER.

Как видно из рисунка 14, в модели канала TDL-C использование масштабируемых кодовых книг (№ 4 и 7) обеспечивает существенно меньшую вероятность битовых ошибок по сравнению с применением кодовой книги №1. Помехоустойчивость системы с CB №1 значительно зависит от числа

используемых поднесущих. Если короткий SCMA символ (для СВ №1 его длина равна 4) попадает в область глубоких замираний, детектирование с использованием алгоритма МРА приводит к появлению битовых ошибок. При использовании более длинных SCMA символов (в рассматриваемом примере их длина составляет 8, 64 и 1024) даже при попадании части их элементов в область глубоких замираний детектирование МРА может быть выполнено корректно, что обеспечивает более высокую помехоустойчивость системы.

Заключение

В работе предложен метод синтеза кодовых книг SCMA, основанный на масштабировании базовых разреженных матриц. В основе метода лежит замена ненулевых элементов базовой матрицы на циркулянтные матрицы, параметры которых выбираются с учетом контроля циклов малой кратности в соответствующих матрицам фактор-графах.

Показано, что использование кодовых книг большой размерности не приводит к увеличению вычислительной сложности алгоритма детектирования МРА. При передаче SCMA символов в системах связи с OFDM в условиях многолучевых каналов предложенный подход позволяет существенно снизить вероятность битовых ошибок.

Рассмотрено влияние циклов малой длины в фактор-графах, соответствующих формирующим матрицам. Показано, что наиболее деструктивное влияние оказывают циклы длины 4, которые должны быть устранены на этапе синтеза формирующей матрицы. В то же самое время устранение циклов длины ≥ 8 приводит лишь к незначительному росту помехоустойчивости.

Имитационное моделирование системы связи с использованием предложенных решений демонстрирует повышение помехоустойчивости передачи при увеличении размерности кодовых книг. Наиболее заметно этот эффект проявляется в каналах с глубокими групповыми замираниями, к которым относится модель TDL-C. Природа наблюдаемого выигрыша обусловлена разнесением элементов кодовых слов по различным областям частотного спектра, что приводит к распределению и усреднению влияния замираний при работе алгоритма МРА.

Сравнение предложенного подхода с базовой схемой, использующей кодовую книгу малой размерности и группировку поднесущих, показывает, что выигрыш от масштабирования кодовых книг может превышать 10 дБ.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2026-0007.

Литература

1. Tera S. P., Chinthajjala R., Pau G., Kim T. H. Toward 6G: An overview of the next generation of intelligent network connectivity // IEEE Access. 2024. №. 13, pp. 925-961.
2. Pokamestov D.A. et al. 6G communication systems: concept, trends, physical level technologies // Radio Engineering and Electronics. 2024. Vol. 69, №. 1, pp. 3-33.
3. Sarkar D., Yadav S.S., Pal V., Kumar N., Patra S.K. A comprehensive survey on IRS-assisted NOMA-based 6G wireless network: Design perspectives, challenges and future directions // IEEE Transactions on Network and Service Management. 2024. Vol. 21, №. 2, pp. 2539-2562.
4. Pokamestov D., Kryukov Y., Rogozhnikov E., Shalin G., Shinkevich A., Litvinov R. Comparative analysis of multiple access techniques for 6G communication systems: D. Pokamestov et al // Telecommunication Systems. 2025. Vol. 88, №. 3, p. 104.
5. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Обработка и прекодирование сигналов в системе с неортогональным доступом и с разделением по мощности // Т-Comm: Телекоммуникации и Транспорт. 2024. Т. 18, №. 6. С. 38-45.
6. Bakulin, M.G., Kreyndelin, V.B., Pankratov, D.Y., Smirnov, A.E. Classification of NOMA Schemes // 2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. IEEE. 2023. pp. 1-5.
7. Nikopour H., Baligh H. Sparse code multiple access // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). IEEE. 2013. pp. 332-336.
8. Li Q., Liu G., Zhao Y., Liu C., Xu F. Deep learning-based downlink OTFS-SCMA // IEEE Wireless Communications Letters. 2024. Vol. 13, №. 12, pp. 3434-3438.
9. Luo Q., Xiao P., Liu Z., Wan Z., Thomas N., Gao Z., He Z. AFDM-SCMA: A promising waveform for massive connectivity over high mobility channels // IEEE Transactions on wireless communications. 2024. Vol. 23, №. 10, pp. 14421-14436.
10. Taherzadeh M., Nikopour H., Bayesteh A., Baligh H. SCMA codebook design // 2014 IEEE 80th vehicular technology conference (VTC2014-Fall). IEEE. 2014. pp. 1-5.
11. Cai D., Fan P., Lei X., Liu Y., Chen D. Multi-dimensional SCMA codebook design based on constellation rotation and interleaving // 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). IEEE. 2016. pp. 1-5.
12. Alam M., Zhang Q. Performance study of SCMA codebook design // 2017 IEEE wireless communications and networking conference (WCNC). IEEE. 2017. pp. 1-5.
13. Yu L., Lei X., Fan P., Chen D. An optimized design of SCMA codebook based on star-QAM signaling constellations // 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). IEEE. 2015. pp. 1-5.
14. Mheich Z., Wen L., Xiao P., Maaref A. Design of SCMA codebooks based on golden angle modulation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 68, №. 2, pp. 1501-1509.
15. Gao M., Ge W., Zhang P., Zhang Y. An efficient codebook design for uplink SCMA // IEEE Access. 2020. №. 8, pp. 211665-211675.
16. Kim M., Kim N.I., Lee W., Cho D.H. Deep learning-aided SCMA // IEEE Communications Letters. 2018. Vol. 22, №. 4, pp. 720-723.
17. da Silva B.F., Silva D., Uchôa-Filho B.F., Le Ruyet D. A multistage method for SCMA codebook design based on MDS codes // IEEE wireless communications letters. 2019. Vol. 8, №. 6, pp. 1524-1527.
18. Pokamestov D.A., Kryukov Y.V., Rogozhnikov E.V., Kanatbekuli I. Adapting SCMA Codebooks to Channel State // 2021 3rd International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE). IEEE. 2021. pp. 1-4.
19. Покаместов Д.А., Демидов А.Я., Крюков Я.В. Влияние формирующих матриц на помехозащищенность каналов связи с множественным доступом на основе разреженных кодов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2016. Т. 19. №. 3. С. 65-69.
20. Chen J., Yang Z., Fang Y., Li Y., Zhan J. Design of protograph LDPC-coded SCMA systems with power-imbalanced multi-level decoding // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2025.
21. Pokamestov D.A., Demidov A.Y., Kryukov Y.V., Rogozhnikov E.V. Dynamically changing SCMA codebooks // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). IEEE. 2017. pp. 1-4.
22. 3GPP TR 38.901 v19.0.0, "Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 19)," Tech. Rep., Jun. 2025.
23. Fosserier M.P.C. Quasicyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices // IEEE transactions on information theory. 2004. Vol. 50, №. 8, pp. 1788-1793.

A METHOD FOR THE DESIGN OF SCALABLE SCMA CODEBOOKS

Dmitry A. Pokamestov, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, dmaltomsk@mail.ru

Yakov V. Kryukov, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, kryukov.tusur@gmail.com

Evgeny V. Rogozhnikov, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, udzhon@mail.ru

Sergey Yu. Zemlyanukhin, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, sergemyanukhin@yandex.ru

Rudolf V. Litvinov, Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia, litvinov_rv@mail.ru

Aleksandr M. Zabolotskiy, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, amz@tusur.ru

Abstract

This paper proposes a method for constructing scalable regular codebooks for communication systems with non-orthogonal multiple access based on Sparse Code Multiple Access (SCMA). SCMA provides high error resilience, high spectral efficiency, and support for a large number of network connections, and is therefore considered one of the promising multiple access techniques for next-generation communication systems. The performance of SCMA systems is largely determined by the characteristics of the employed codebooks. It is shown that the use of codebooks with a small fixed size limits the scalability of the system and may lead to degraded error performance under frequency-selective fading conditions. A method for SCMA codebook synthesis is proposed, based on scaling sparse base matrices using a quasi-cyclic representation and controlling short cycles in the corresponding factor graphs. To evaluate the efficiency of the proposed approach, a simulation model of an SCMA communication system was developed. Bit error rate performance was evaluated using Monte Carlo simulations for different radio propagation channel models. The simulation results demonstrate that increasing the codebook dimensionality significantly reduces the bit error rate in channels with group frequency-selective fading while maintaining the computational complexity of the detection algorithm.

Keywords: SCMA, 6G, IoT, sparse matrices, codebooks, NOMA, MPA

References

- [1] S. P. Tera, R. Chinthajala, G. Pau, T. H. Kim, "Toward 6G: An overview of the next generation of intelligent network connectivity," *IEEE Access*. 2024, no. 13, pp. 925-961.
- [2] D. A. Pokamestov et al., "6G communication systems: concept, trends, physical level technologies," *Radio Engineering and Electronics*. 2024, Vol. 69, No. 1, pp. 3-33.
- [3] D. Sarkar, S. S. Yadav, V. Pal, N. Kumar, S. K. Patra, "A comprehensive survey on IRS-assisted NOMA-based 6G wireless network: Design perspectives, challenges and future directions," *IEEE Transactions on Network and Service Management*. 2024, Vol. 21, No. 2, pp. 2539-2562.
- [4] D. Pokamestov, Y. Kryukov, E. Rogozhnikov, G., Shalin, A. Shinkevich, R. Litvinov, "Comparative analysis of multiple access techniques for 6G communication systems," *Telecommunication Systems*. 2025, Vol. 88, No. 3, pp. 104.
- [5] V. B. Kreindelin, L. A. Varukina, "Processing and precoding of signals in a system with non-orthogonal access and power division," *T-Comm*. 2024, Vol. 18, No. 6, pp. 38-45.
- [6] M. G. Bakulin, V. B. Kreindelin, D. Y. Pankratov, A. E. Smirnov, "Classification of NOMA Schemes," *2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*. IEEE. 2023, pp. 1-5.
- [7] H. Nikopour, H. Baligh, "Sparse code multiple access," *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. IEEE. 2013, pp. 332-336.
- [8] Q. Li, G. Liu, Y. Zhao, C. Liu, F. Xu, "Deep learning-based downlink OTFS-SCMA," *IEEE Wireless Communications Letters*. 2024, Vol. 13, No. 12, pp. 3434-3438.
- [9] Q. Luo, P. Xiao, Z. Liu, Z. Wan, N. Thomos, Z. Gao, Z. He, "AFDM-SCMA: A promising waveform for massive connectivity over high mobility channels," *IEEE transactions on wireless communications*. 2024, Vol. 23, No. 10, pp. 14421-14436.
- [10] M. Taherzadeh, H., Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh, "SCMA codebook design," *2014 IEEE 80th vehicular technology conference (VTC2014-Fall)*. IEEE. 2014, pp. 1-5.
- [11] D. Cai, P. Fan, X. Lei, Y. Liu, D. Chen, "Multi-dimensional SCMA codebook design based on constellation rotation and interleaving," *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE. 2016, pp. 1-5.
- [12] M. Alam, Q. Zhang, "Performance study of SCMA codebook design," *2017 IEEE wireless communications and networking conference (WCNC)*. IEEE. 2017, pp. 1-5.
- [13] L. Yu, X. Lei, P. Fan, D. Chen, "An optimized design of SCMA codebook based on star-QAM signaling constellations," *2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)*. IEEE. 2015, pp. 1-5.
- [14] Z. Mheich, L. Wen, P. Xiao, A. Maaref, "Design of SCMA codebooks based on golden angle modulation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2018, Vol. 68, No. 2, pp. 1501-1509.
- [15] M. Gao, W. Ge, P. Zhang, Y. Zhang, "An efficient codebook design for uplink SCMA," *IEEE Access*. 2020, No. 8, pp. 211665-211675.
- [16] M. Kim, N. I. Kim, W. Lee, D. H. Cho, "Deep learning-aided SCMA," *IEEE Communications Letters*. 2018, Vol. 22, No. 4, pp. 720-723.
- [17] B. F. da Silva, D. Silva, D., B. F. Ucha-Filho, D. A. Le Ruyet, "Multistage method for SCMA codebook design based on MDS codes," *IEEE wireless communications letters*. 2019, Vol. 8, No. 6, pp. 1524-1527.
- [18] D. A. Pokamestov, Y. V. Kryukov, E. V. Rogozhnikov, I. Kanatbekuli, "Adapting SCMA Codebooks to Channel State," *2021 3rd International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*. IEEE. 2021, pp. 1-4.
- [19] D. A. Pokamestov, A. Ya. Demidov, Ya. V. Kryukov, "Research of formation of matrices for noise immunity of communication channels with multiple access based on sparse codes," *Reports of Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics*. 2016, Vol. 19, No. 3, pp. 65-69.
- [20] J. Chen, Z. Yang, Y. Fang, Y. Li, J. Zhan, "Design of protograph LDPC-coded SCMA systems with power-imbalanced multi-level decoding," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2025.
- [21] D. A. Pokamestov, A. Ya. Demidov, Ya. V. Kryukov, E. V. Rogozhnikov, "Dynamically changing SCMA codebooks," *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. IEEE. 2017, pp. 1-4.
- [22] 3GPP TR 38.901 v19.0.0, "Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 19)," Tech. Rep., Jun. 2025.
- [23] M. P. C. Fossorier, "Quasicyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices," *IEEE transactions on information theory*. 2004, Vol. 50, No. 8, pp. 1788-1793.

Information about authors:

Dmitry A. Pokamestov, Associate Professor of the Department of Telecommunications and Fundamentals of Radio Engineering, Ph.D. (Tech.), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia. ORCID 0000-0002-9405-4573

Yakov V. Kryukov, Associate Professor of the Department of Telecommunications and Fundamentals of Radio Engineering, Ph.D. (Tech.), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia. ORCID 0000-0002-4115-9080

Evgeny V. Rogozhnikov, Head of the Department of Telecommunications and Fundamentals of Radio Engineering, Ph.D. (Tech.), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia. ORCID 0000-0001-7599-0393

Sergey Yu. Zemlyanukhin, Postgraduate Student of the Department of Telecommunications and Fundamentals of Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia.

Rudolf V. Litvinov, Associate Professor of the Division of Automation and Robotics, School of Engineering for Information Technologies and Robotics, Ph.D. (Phys.-Math.), Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia.

Alexander M. Zabolotskiy, Director of the Institute of Radio Electronic Engineering, Ph.D. (Tech.), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ КИБЕРФИЗИЧЕСКОЙ SPICE-ЭМУЛЯЦИИ И ОТЛАДКИ СИГНАЛЬНЫХ АУДИОМОДУЛЕЙ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-27-34

Левченко Никита Романович,

МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, Россия, levchenko_n@mirea.ru

Manuscript received 30 April 2026;

Accepted 12 July 2026

Костин Михаил Сергеевич,

МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, Россия, kostin_m@mirea.ru

Гусейн-заде Намик Гусейнага оглы,

МИРЭА – Российский технологический университет;
Федеральный исследовательский центр Институт
общей физики им. А.М. Прохорова РАН,
Москва, Россия, ngus@mail.ru

Ключевые слова: киберфизическая SPICE-эмуляция, интерфейс-плагин, системные перенастройки, аудиомодуль, аудиоинтерфейс, динамический диапазон, нелинейные искажения, отношение сигнал-шум, частота дискретизации, размер буфера, протокол ASIO, разрядность квантования

Актуальность работы обусловлена необходимостью обеспечения достоверности киберфизической эмуляции и гибкой отладки аналоговых аудиоустройств, функционирующих в режиме реального времени. Цель исследования - анализ программно-аппаратных ресурсов (системных преднастроек) вычислительной среды и параметров аудиоинтерфейса на характеристики киберфизической SPICE-эмуляции сигнальных аудиомодулей. Исследование предложенного в работе метода киберфизической SPICE-эмуляции и режимов достижения наилучших параметров его функционирования при минимальных задержках показано на примере типовых схем аудиомодулей: трехполосного эквалайзера и микрофонного предусилителя. Проведен параметрический анализ влияния настроек программного блока (частоты дискретизации, размера буфера, протокола ввода-вывода и разрядности квантования) и характеристик аппаратной платформы киберфизической SPICE-эмуляции на результирующие параметры: динамический диапазон, отношение сигнал-шум, нелинейные искажения. Предложенный режим киберфизической SPICE-эмуляции, реализованный на базе специально разработанного интерфейс-плагины в среде Simulink, может быть рекомендован для отладки сигнальных аудиомодулей. В результате исследования показано, что при выборе частоты дискретизации не ниже 44,1 кГц, протокола ASIO, обеспечивающего задержку на входе и выходе аудиоинтерфейса не более 100 мс, размера буфера не менее 512 отсчетов, разрядности квантования - не менее 16 бит в киберфизических аудиотрактах возможно достижение динамического диапазона свыше 83 дБ, коэффициента гармонических искажений менее 0,003% и отношения сигнала-шума не менее 73 дБ.

Информация об авторах:

Левченко Никита Романович, ассистент, кафедра радиоволновых процессов и технологий, Институт радиоэлектроники и информатики, МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия. ORCID 0009-0002-1749-1451

Костин Михаил Сергеевич, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой радиоволновых процессов и технологий, Институт радиоэлектроники и информатики, МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия. ORCID 0000-0002-5232-5478

Гусейн-заде Намик Гусейнага оглы, д.м.-ф.н., профессор, заведующий базовой кафедрой № 343 – моделирования радиопизических процессов, Институт радиоэлектроники и информатики, МИРЭА – Российский технологический университет; Федеральный исследовательский центр Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН, Москва, Россия. ORCID 0000-0001-8000-1107

Для цитирования:

Левченко Н.Р., Костин М.С., Гусейн-заде Н.Г. Функциональные режимы киберфизической SPICE-эмуляции и отладки сигнальных аудиомодулей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 27-34.

For citation:

N.R. Levchenko, M.S. Kostin, N.G. Gusein-zade, "Functional Modes of Cyber-Physical SPICE Emulation and Debugging of Signal Audio Modules", T-Comm, 2026, vol. 20, no.8, pp. 27-34. (in Russian)

Введение

Киберфизическая SPICE-эмуляция сигнальных аудиомодулей представляет собой перспективное направление развития методов аналогового проектирования и тестирования радиоэлектронных устройств, позволяющее объединить достоинства математического моделирования с возможностью аппаратной обработки реальных аудиосигналов в режиме, приближенном к реальному времени. Так, известные производители электронной компонентной базы, как Texas Instruments, Linear Technology, STMicroelectronics, Analog Devices и др. предоставляют разработчикам аналоговых устройств библиотеки SPICE-моделей радиокомпонентов, верифицированные воспроизводимостью не менее 0,97% по отношению к их оригиналу [1].

В отличие от компьютерного SPICE-моделирования, ограниченного получением собственно виртуально-численных результатов, параметров и характеристик радиоэлектронных цепей без какой-либо возможности их трансляции к внешним физическим устройствам, метод киберфизической SPICE-эмуляции, направленный на создание программно-аппаратных двойников сигнальных аудиомодулей при помощи интерфейса-плагины, реализуемого в среде визуально-графической эмуляции (ВГЭ), и аппаратного интерфейса, накладывает дополнительные требования к производительности вычислительной системы и программной среды ВГЭ, аппаратных решений и протоколов передачи аудиосигналов [1,2,3].

Таким образом, для сигнальных аудиотехнических решений реализация гибкой аналоговой отладки в режиме реального времени становится такой же возможной, как в случае с цифровыми цепями и HDL-алгоритмами, реализуемыми на программируемых логических интегральных схемах. При этом предложенный киберфизический режим отладки аналоговых аудиомодулей позволяет использовать библиотеки SPICE-моделей верифицированных радиокомпонентов, производить быстрый интегро-дифференциальный расчет, гибкую параметризацию цепей и осуществлять многоканальную трансляцию сигналов аналоговых схем через физические аудиоинтерфейсы, что не представляется возможным при работе с архитектурами, построенными на базе программируемых аналоговых интегральных схем.

Практическая реализация киберфизической эмуляции сопряжена с рядом ограничений, обусловленных как аппаратными характеристиками – производительность центрального процессора, задержки аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), так и программными настройками (частота дискретизации, размер буфера, протокол передачи данных) [4-8]. Указанные параметры программно-аппаратных двойников оказывают непосредственное влияние на результирующие характеристики аудиотракта: динамический диапазон, отношение сигнал-шум (ОСШ) и нелинейные искажения, что определяет актуальность настоящего исследования.

1 Характеристики киберфизического аудиотракта

Обратимся к аналитическому и библиотечному описанию анализируемых характеристик программно-аппаратных двойников сигнальных аудиомодулей, исследуемых в работе.

1.1 Частота дискретизации киберфизической эмуляции сигнальных аудиомодулей

Для аудиоинтерфейсов, используемых при построении киберфизических аудиотрактов, используются следующие номинальные частоты дискретизации, установленные ISO 266: 44,1 кГц – стандарт CD-аудио; 48 кГц – стандарт для цифрового видео и некоторых профессиональных аудиозаписей; 96 и 192 кГц – стандарт для более точного воспроизведения звука и при сведении аудио.

Кроме того, важным параметром для исследования и работы с программно-аппаратными двойниками является разрядность квантования. Применяемые значения разрядности квантования в ЦАП/АЦП аудиоинтерфейсов следующие: 8 бит – предоставляет 256 возможных значений квантования; 16 бит – предоставляет 65,536 возможных уровней квантования; 24 бит – предоставляет 16 777 216 возможных уровней квантования; 32 бит – предоставляет 4 294 967 296 возможных уровней квантования [9,10].

1.2 Динамический диапазон киберфизической эмуляции сигнальных аудиомодулей

Для оценки реального динамического диапазона, формируемого цепями стенда и цифрового двойника аудиомодуля, учитывается влияние паразитных и гармонических составляющих спектра, используется параметр SFDR – динамический диапазон без паразитных составляющих. Динамический диапазон определяется отношением мощности полезного сигнала к мощности наибольшей паразитной составляющей спектра, которой может быть, как гармоника, обусловленная нелинейными искажениями, так и другие паразитные компоненты. Для измерения динамического диапазона использовалась система ВГЭ Simulink с библиотекой Audio ToolBox.

В системе ВГЭ Simulink SFDR рассчитывается с помощью встроенного инструмента Spectrum Analyzer по следующей формуле:

$$SFDR = 10 \log \left(\frac{P_{\text{СИГНАЛ}}}{P_{\text{НГ}}} \right), \quad (1)$$

где $P_{\text{сигнал}}$ – мощность сигнала на выходном канале аудиотракта, $P_{\text{НГ}}$ – мощность наиболее нежелательной гармоники на выходном канале аудиотракта [9, 10].

1.3 Шумы, возникающие при киберфизической эмуляции сигнальных аудиомодулей

Шумы в киберфизической эмуляции имеют двойственную природу – программную, заложенную SPICE-моделью радиокомпонентов, и аппаратную: шумы, обусловленные моделями компонентов (тепловые шумы резисторов, дробовые шумы полупроводниковых приборов); численные шумы, возникающие из-за конечной точности вычислений и дискретизации времени; аппаратные шумы радиодеталей в аудиоинтерфейсах.

Главный параметр, который показывает сравнение мощности аудиосигнала с уровнем шума в аудиотракте является ОСШ.

В системе ВГЭ Simulink ОСШ (или SNR) рассчитывается при помощи инструмента Spectrum Analyzer по следующей формуле:

$$SNR = \frac{P_{\text{СИГНАЛ}}}{P_{\text{ШУМ}}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{СИГНАЛ}}$ – мощность полезного сигнала на выходном канале аудиотракта. $P_{\text{ШУМ}} = P_1 + P_2 + \dots + P_n$ – мощность шума на выходном канале аудиотракта.

Допустимым ОСШ при работе с киберфизическими моделями аудиомодулей является диапазон ≤ 75 дБ [9,10].

1.4 Нелинейные искажения, возникающие при киберфизической эмуляции

Коэффициент гармонических искажений (КГИ или THD) в системе ВГЭ Simulink считается по следующей формуле:

$$THD = \sqrt{\frac{P_2^2 + P_3^2 + \dots + P_n^2}{P_1^2}},$$

где P_1 – мощность основной гармоники, P_n – мощность побочной гармоники. Измерение КГИ производится с помощью Spectrum Analyzer системы ВГЭ Simulink.

Допустимым уровнем гармонических искажением для сигнальных аудиомодулей является $\leq 0,05 \dots 0,5\%$ [9,10].

2 Исследование киберфизической SPICE-эмуляции аналоговых аудиоустройств

При исследовании моделей киберфизической SPICE-эмуляции аудиоустройств [3] за основу взяты киберфизические модели (программно-аппаратные двойники) трёхполосного параметрического эквалайзера и микрофонного предусилителя (рис. 1 и 2). Реперные схемы являются типовыми решениями аудиомикшерных трактов и выбраны в качестве базовой основы для исследования предложенного в работе метода киберфизической SPICE-эмуляции и режимов достижения наилучших параметров его функционирования при минимальных задержках работы сигнальных аудиомодулей не более 100 мс.

Схема трёхполосного параметрического эквалайзера, построена на трёх полосовых фильтрах, после которых преобразованный сигнал суммируется операционным усилителем. Входной сигнал распределяется на три частотных канала: низких частот – 20...200 Гц, средних частот – 0,2...4 кГц и высоких частот – 4...20 кГц.

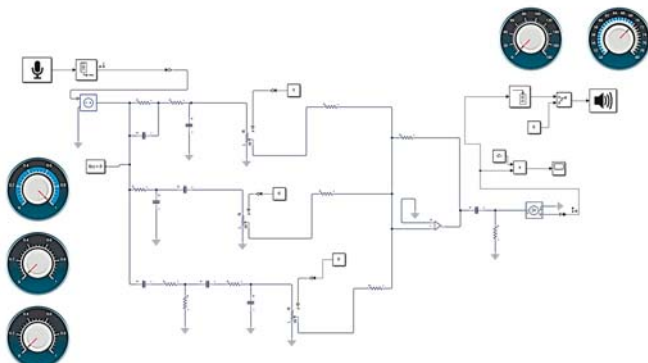


Рис. 1. Киберфизическая SPICE-модель трёхполосного параметрического эквалайзера в системе ВГЭ Simulink.

Схема микрофонного предусилителя построена на модели операционного усилителя с обвязкой резистора и потенциометра для регулирования коэффициента усиления в реальном времени.

Киберфизическая SPICE-модели типовых аудиоустройств разработаны с помощью библиотеки Simscape системы ВГЭ Simulink. Электрические принципиальные схемы с указанными номиналами радиокомпонентов представленных моделей аудиоустройств показаны на рисунках 3 и 4, соответственно.

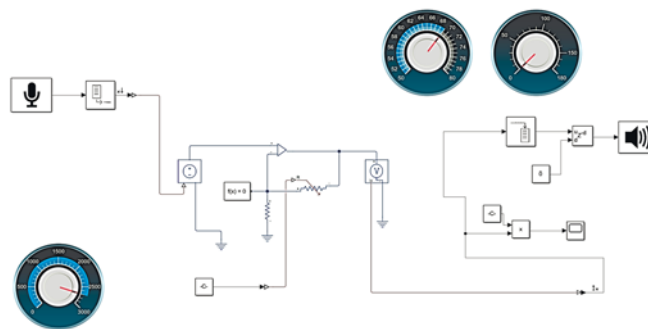


Рис. 2. Киберфизическая SPICE-модель микрофонного предусилителя в системе ВГЭ Simulink

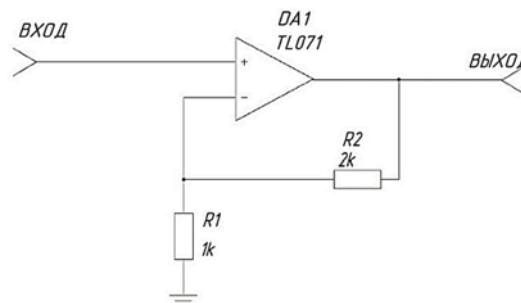


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема киберфизической модели микрофонного предусилителя

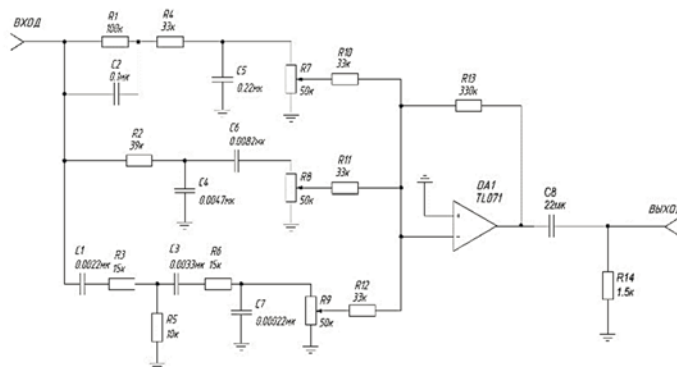


Рис. 4. Электрическая принципиальная схема киберфизической модели трёхполосного параметрического эквалайзера, используемый для исследования

Экспериментальное исследование проводилось при помощи системы ВГЭ Simulink и стенда киберфизической эмуляции сигнальных аудиомодулей (рис. 5). Параметры (частота дискретизации, размер буфера и разрядность квантования), влияющие на динамический диапазон, ОСШ и КГИ, для исследования изменялись в системе ВГЭ Simulink

Стенд киберфизической SPICE-эмуляции аудиомодулей состоит из следующих приборов: осциллограф RTB2002, многоканального аудиоинтерфейс UMC1820, персонального

компьютера и генератора сигнала HMF2550 [11-14]. Взаимодействие со стендом и компьютером реализовано с помощью системы ВГЭ Simulink через специально разработанный интерфейс-плагин киберфизической эмуляции с помощью блоков библиотеки Audio Toolbox [11-14].

Функциональная схема интерфейс-плагина, разработанного для исследования киберфизической SPICE-эмуляции аудиомодулей и действующего на базе проткала ASIO (Audio Stream Input/Output), показана на рисунке 6.



Рис. 5. Схема экспериментального стенда киберфизической SPICE-эмуляции сигнальных аудиомодулей: 1 – осциллограф RTB2002, 2 – аудиоинтерфейс UMC1820, 3 – персональный компьютер, 4 – генератор сигнала HMF2550

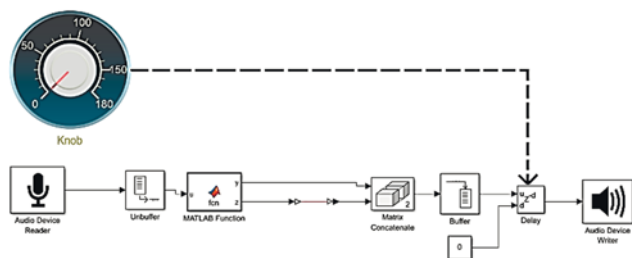


Рис. 6. Функциональная схема плагина киберфизической SPICE-эмуляции сигнальных аудиомодулей в среде ВГЭ Simulink

Интерфейс-плагин разработан с помощью штатных библиотек Simulink и состоит из следующих блоков: Audio Device Reader, Unbuffer, MATLAB function и Matrix Concatenate (для обеспечения многоканального взаимодействия с аудиоинтерфейсом), Buffer, Delay и Audio Device Writer [3]. При отладке интерфейс-плагина в работе использовался персональный компьютер со следующими характеристиками: частота процессора – 2,1 ГГц с возможностью разгона до 5,4 ГГц, количество ядер – 20 ядер; объем оперативного запоминающего устройства – 32 Гб.

Обратимся к стендовой методике экспериментального исследования влияния системных параметров (преднастроек) частоты дискретизации, размера буфера и разрядности квантования на динамический диапазон, ОСШ и КГИ программно-аппаратных двойников (рисунок 5).

Измерения проводились для трех случаев: прямая передача сигнала через интерфейс-плагин (режим 1); передача сигнала через схему параметрического эквалайзера, включенного в интерфейс-плагин (режим 2); передача сигнала через схему микрофонного предусилителя, включенного в интерфейс-плагин (режим 3). К аудиоинтерфейсу по USB подключен ПК с предустановленной системой ВГЭ Simulink и интерфейс-плагин.

При проведении эксперимента к входному каналу аудиоинтерфейса через переходник BNC-RCA-JACK подключается

генератор сигнала HMF2550 со следующими настройками: частота референсного сигнала 1 кГц с амплитудой 0,8 В, выбранная в пределах линейной характеристики динамического диапазона преампов многоканального аудиоинтерфейса UMC1820. Сигнал выходного аппаратного канала аудиоинтерфейса регистрируется осциллографом RTB2002, а сигнал виртуального выходного канала – инструментом Spectrum Analyzer системы ВГЭ Simulink. При этом в режиме 1 при установленных референсных значениях входного сигнала на каждом канале осуществляется балансировка (согласование) импедансов и выравнивание референсных значений реальных и виртуальных входных/выходных динамических уровней сигналов.

Так, на рисунке 7 представлен спектр выходного сигнала, зарегистрированный с помощью виртуального инструмента Spectrum Analyzer системы ВГЭ Simulink. С помощью данного инструмента также получены значения ОСШ, динамического диапазона и КГИ, расчетно верифицированные данными измерений, полученными осциллографом RTB2002, с предельным отклонением 1,5%.

Изменение преднастроек параметров (частота дискретизации, размер буфера и разрядность квантования) производилось в системе ВГЭ Simulink в блоке Audio Device Reader в режиме реального времени.



Рис. 7. Спектр выходного канала цифрового двойника аудиомодуля трехполосного параметрического эквалайзера, зарегистрированный с помощью инструмента Spectrum Analyzer системы ВГЭ Simulink.

На основании предложенной методики исследований двух схем типовых устройств – параметрического эквалайзера и микрофонного предусилителя, получены результаты аппаратных измерений, интерпретируемые расчетными параметрами согласно формулам (1) и (2) – динамическим диапазоном, ОСШ, КГИ, сведенными в таблицы 1-9.

Так, в таблицах 1-3 представлены результаты измерений параметров системы (динамический диапазон, ОСШ и КГИ), влияющих на программно-аппаратные характеристики стенда киберфизической SPICE-эмуляции аналоговых аудиоприборов для случая, когда интерфейс-плагин работает в режиме прямой передачи сигнала с входа аудиоинтерфейса на его выход без каких-либо преобразований (режим 1). Это необходимо для оценки вносимого влияния, интерфейс-плагина на работу киберфизической системы, а также при ее калибровке.

Таблица 1

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 1) при изменении разрядности квантования с фиксированной частотой дискретизации и размером буфера

Разрядность квантования, бит	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	-	-	-
16	81	73	0,0027
24	82	74	0,0028

Таблица 2

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 1) при изменении частоты дискретизации с фиксированной разрядностью квантования и размером буфера

Частота дискретизации, кГц	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
44,1	79	73	0,003
48	81	74	0,0031
88,2	82	73	0,0033
96	81	74	0,0027

Таблица 3

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 1) при изменении размера буфера с фиксированной частотой и разрядностью квантования

Размер буфера	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	82,3	73	0,0032
16	81,1	74	0,0031
32	80,2	73	0,0027
64	79	74	0,0028
128	81	73	0,0026
256	80	74	0,0029
512	79	73	0,003
1024	81	74	0,0027
2048	80	73	0,0029

В таблицах 4-6 представлены результаты измерений параметров, влияющих на программно-аппаратные параметры при киберфизической эмуляции модели трехполосного параметрического эквалайзера (режим 2).

Таблица 4

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 2) при изменении разрядности квантования с фиксированной частотой дискретизации и размером буфера

Разрядность квантования, бит	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	-	-	-
16	79,4	73	0,0033
24	81	74	0,0034

Таблица 5

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 2) при изменении частоты дискретизации с фиксированной разрядностью квантования и размером буфера

Частота дискретизации, кГц	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
44,1	82	73	0,0026
48	81	74	0,0027
88,2	80,1	73	0,003
96	79,9	74	0,0033

Таблица 6

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 2) при изменении размера буфера с фиксированной частотой и разрядностью квантования

Размер буфера	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	79	73	0,0024
16	80	74	0,0031
32	81	73	0,0024
64	82,3	74	0,0021
128	80,2	73	0,0028
256	81,2	74	0,0032
512	80,1	73	0,0033
1024	80,2	74	0,003
2048	81,2	73	0,0032

В таблицах 7-9 представлены результаты измерений параметров, влияющих на программно-аппаратные параметры при киберфизической эмуляции модели микрофонного предусилителя (режим 3).

Таблица 7

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 3) при изменении разрядности квантования с фиксированной частотой дискретизации и размером буфера

Разрядность квантования, бит	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	-	-	-
16	79	73	0,0031
24	81	74	0,0036

Таблица 8

Результаты измерений программно-аппаратных параметров аудиомодуля (режим 3) при изменении частоты дискретизации с фиксированной разрядностью квантования и размером буфера

Частота дискретизации, кГц	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
44,1	83,2	73	0,0031
48	81,5	74	0,0032
88,2	80,8	73	0,0034
96	82,3	74	0,0035

Таблица 9

Результаты измерений программно-аппаратных параметров киберфизического аудиомодуля (режим 3) при изменении размера буфера с фиксированной частотой и разрядностью квантования

Размер буфера	Динамический диапазон, дБ	Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	Коэффициент гармонических искажений (THD), %
8	84,2	73	0,0031
16	81,2	74	0,0032
32	83,2	73	0,0034
64	82,1	74	0,0036
128	81	73	0,0027
256	81,2	74	0,0029
512	79,1	73	0,0028
1024	80,3	74	0,0026
2048	79,1	73	0,0028

На основе интерпретируемых расчетных данных – динамическим диапазоном, ОСШ, КГИ, при варьировании системными параметрами (преднастройками), для трех режимов исследования экспериментально установлено следующее: при разрядности квантования 8 бит и/или частоте 44,1 кГц эмуляция киберфизического аудиомодуля не возможна ввиду отсутствия аппаратной поддержки АЦП/ЦАП аудиointерфейса (минимальное значение разрядности квантования 16 бит) и виртуальной совместимости с протоколом передачи ASIO (минимальное значение разрядности квантования 16 бит) (таблицы 3,6 и 9); минимально допустимая разрядность квантования для работы стенда – 16 бит (таблицы 1,4 и 7); необходимый размер буфера, обеспечивающий задержку в аудиотракте не более 100 мкс, – 8 отсчетов (таблицы 2,5 и 8) [3]; увеличение частоты дискретизации при фиксированной референсной частоте 1 кГц не влияло на динамический диапазон, ОСШ и КГИ, что указывает на отсутствие флуктуаций в верхней частотной области, вызванных нелинейными искажениями и интермодуляциями тракта киберфизического аудиомодуля; достижение минимально задержки 100 мкс в киберфизическом аудиотракте представится возможным при частоте дискретизации не ниже 44,1 кГц, размере буфера не менее 512 отсчетов и применении протокола ASIO, являющегося мостом, обеспечивающим трансляцию аудиопотока между многоканальным аудиointерфейсом и интерфейс-драйвером среды ВГЭ с фиксированным значением буфера, минуя штатную систему передачи данных (ресемплер) операционной системы [3].

3 Выводы

Для анализа влияния системах преднастроек среды ВГЭ и параметров многоканального аудиointерфейса на характеристики киберфизической SPICE-эмуляции программно-аппаратных двойников аудиотрактов в среде Simulink разработан интерфейс-плагин, обеспечивающий трансляцию киберфизической SPICE-эмуляции типовых аудиомодулей, протестированных тремя режимами отладки: прямая передача сигнала через интерфейс-плагин (режим 1); передача сигнала через схему параметрического эквалайзера, включенного в интерфейс-плагин (режим 2); передача сигнала через схему микрофонного предусилителя, включенного в интерфейс-плагин (режим 3). Предложена стендовая методика эксперименталь-

ного исследования влияния преднастроек частоты дискретизации, размера буфера и разрядности квантования на динамический диапазон, ОСШ и КГИ программно-аппаратных двойников – киберфизических аудиомодулей.

Установлено, что получение динамического диапазона свыше 83 дБ, КГИ менее 0,003% и ОСШ не менее 73 дБ возможно при: частоте дискретизации не ниже 44,1 кГц; применении протокола ASIO, обеспечивающего сквозную задержку на входе и выходе аудиointерфейса не более 100 мс; размере буфера не менее 512 отсчетов; разрядности квантования не менее 16 бит. Проведение отладки киберфизической системы требует предварительной калибровки интерфейс-плагина с аппаратной частью многоканального аудиointерфейса, заключающейся в выставлении линейных режимов входных/выходных преампов аудиointерфейса, балансировки импедансов и выравнивания референсных значений реальных и виртуальных входных/выходных динамических уровней сигналов. Так, среди прочих, в качестве рекомендуемых системных преднастроек при практической реализации режима киберфизической эмуляции и отладки SPICE-моделей аудиоустройств для экспериментального стенда (рис. 5) являются частота дискретизации 44,1 кГц, размер буфера от 512 до 1024 семплов и выбор протокола «ввода-вывода» данных ASIO.

Литература

1. Cilingiroglu U. Analog Integrated Circuit Design by Simulation: Techniques, Tools, and Methods. New York: McGraw-Hill. 2019. 576 p.
2. Nichols K.G., Kazmierski T.J., Zwolinski M., Brown A.D. Overview of SPICE-like circuit simulation algorithms // IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems. 1994, no. 141(4), pp. 242-250.
3. Левченко Н.Р., Костин М.С. Анализ временных программно-аппаратных задержек в схемах аудиомодулей с киберфизической SPICE-эмуляцией. Russian Technological Journal. 2025, no. 13(4), pp. 45-58. DOI: 10.32362/2500-316X-2025-13-4-45-58.
4. Intusoft Newsletter. SPICE Numerical Methods, Part 1: Convergence Methods. 2003.
5. UA's Art and Science of Modeling UAD Plug-Ins, Part 2. Universal Audio. 2012.
6. Hueso González F., Ginestar D., Hueso J.L., Riera J. Comments on "SPICE Model of Photomultiplier Tube Under Different Bias Conditions // IEEE Sensors Journal. 2021, no. 21(15), pp. 17395-17402.
7. Pershin Y.V., Nguyen D.C. Accurate Modeling of Continuous-time SAT Solvers in SPICE. Radioengineering. 2025, no. 34(3), pp. 526-540.
8. The Method of Elementary Solvers in SPICE // Electronics. 2024, no. 13(13), p. 2480.
9. ГОСТ IEC 61606-1-2014 Аудио- и аудиовизуальное оборудование. Компоненты цифровой аудиоаппаратуры. Основные методы измерений звуковых характеристик.
10. AES17-2020: AES standard method for digital audio engineering – Measurement of digital audio equipment.
11. Левченко Н.Р. Плагин для киберфизического прототипирования сигнальных аудиомодулей // Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: Сборник трудов III Национальной научно-практической конференции, Москва, 27-28 мая 2024 года. 2024. С. 344-350. EDN OMGGFZ.
12. Левченко Н.Р. Программные интерфейсы передачи аудиоданных для киберфизического SPICE-сигнального прототипирования аудиомодулей // Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: Сборник трудов Национальной научно-практической конференции, Москва, 07-08 декабря 2023 года. 2023. С. 394-398. EDN PBTJGD.

13. Левченко Н.Р., Костин М.С. Киберфизическое прототипирование сигнальных аудиомодулей // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем («Радиоинфоком-2023»): Сборник научных статей по материалам VII Международной научно-практической конференции, Москва, 20-4 ноября 2023 года. Москва: МИРЭА – Российский технологический университет, 2023. С. 347-350. EDN OYKUED.
14. Левченко Н.Р., Костин М.С. Стенд киберфизического прототипирования сигнальных аудиомодулей // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем («Радиоинфоком-2024»): Сборник научных статей по материалам VIII Международной научно-практической конференции, Москва, 18-22 ноября 2024 года. Москва: МИРЭА – Российский технологический университет, 2024. С. 507-511.
15. Alla G. Kravets, Alexander A. Bolshakov, Maxim Shcherbakov/ Cyber-Physical Systems: Intelligent Models and Algorithms. Springer, 2022, 288 p.
16. Pedro H. J. Nardelli, Cyber-physical Systems: Theory, Methodology, and Applications – Wiley-IEEE Press; 1st edition, 2022, 288 p.
17. Chinemelu J. Anumba, Abiola Akanmu, Xiao Yuan, Congwen Kan. Cyber-physical systems development for construction applications // Front. Eng, 2021, no. 8(1), pp. 72-87 <https://doi.org/10.1007/s42524-020-0130-4>
18. Bob Cordell. Designing Audio Power Amplifiers. Routledge, 2019, 792 p.
19. Self D. Small Signal Audio Design (4th ed.). Focal Press, 2023. 846 p.
20. Bennett C.L. Digital Audio Theory: A Practical Guide (1st ed.). Focal Press. 2020. 254 p.
21. Steiglitz K. A Digital Signal Processing Primer: with Applications to Digital Audio and Computer Music. NY, USA: Dover Publications Inc. 2020. 320 p.
22. Collins K. Studying Sound: A Theory and Practice of Sound Design Hardcover. London, England: The MIT Press. 2020. 248 p.
23. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024685518 Российская Федерация. Программа коммутирования аудиointерфейса с SPICE-технологией, заявл. 18.10.2024, опубл. 30.10.2024 / Н.Р. Левченко, М.С. Костин, С.В. Филатов, С.М. Печенкин.
24. Walter Oney. Programming the Microsoft® Windows® Driver Model. 2nd Edition. Microsoft Press, 2002. 880 p.
25. Pavel Yosifovich. Windows Kernel Programming. Independently published, 2021. 461 p..
26. Геворский А.В., Костин М.С., Бойков К.А. Программно-архитектурная конфигурация многофункционального ADSP-модуля сигнального медиатестирования аудиоустройств // Russian Technological Journal. 2024, no. 12(1), pp. 30-58. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-1-30-58>
27. Kamenov A. Digital Signal Processing for Audio Applications. 2nd ed. Amazon. Kindle edition. RecordingBlogs; 2014. 348 p.
28. Cipriani A., Giri M. Electronic Music and Sound Design: Theory and Practice with Max 8. V. 2. 3rd ed. Rome, Italy: ConTempoNet; 2020. 748 p.
29. Ковалгин Ю.А., Вахитов Ш.Я. Акустика. М.: Горячая линия – Телеком; 2022. 660 с.
30. Pirkle W.C. Designing Audio Effect Plugins in C++: for AAX, AU, and VST3 with DSP Theory. 2nd ed. NY, USA: Routledge; 2019. 704 p.
31. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И. Аудиотехника: учебник. М.: Горячая линия-Телеком, 2017. 742 с. ISBN 978-5-9912-0241-1. URL: <https://e.lanbook.com/book/111065> (дата обращения: 04.05.2026).

A METHOD FOR AUTOMATICALLY CONSTRUCTING A TRAINING DATASET OF NETWORK TRAFFIC TIME SERIES IN A SYSTEM STATE CLASSIFICATION PROBLEM

Nikita R. Levchenko, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia, Levchenko_n@mirea.ru

Mikhail S. Kostin, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia, kostin_m@mirea.ru

Namik G. Gusein-zade, MIREA – Russian Technological University;

A.M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (Federal Research Center) Moscow, Russia, ngus@mail.ru

Abstract

The relevance of this work comes from the need to ensure the accuracy of cyber-physical emulation and flexible debugging of analog audio devices operating in real time. The goal of the study is to analyze the software and hardware resources (system presets) of the computing environment and audio interface parameters on the characteristics of cyber-physical SPICE emulation of signal audio modules. The study of the proposed cyber-physical SPICE emulation method and the modes for achieving the best performance with minimal delays is demonstrated using typical audio module circuits: a three-band equalizer and a microphone preamplifier. A parametric analysis was carried out on how software settings (sample rate, buffer size, input-output protocol, and quantization bit depth) and the characteristics of the hardware platform for cyber-physical SPICE emulation affect the resulting parameters: dynamic range, signal-to-noise ratio, and nonlinear distortion. The proposed cyber-physical SPICE emulation mode, implemented through a custom interface plugin in Simulink, can be recommended for debugging audio signal modules. The study showed that by choosing a sampling rate of at least 44.1 kHz, using the ASIO protocol for input and output audio interface latency of no more than 100 ms, setting a buffer size of at least 512 samples, and a bit depth of at least 16 bits, it's possible to achieve a dynamic range of over 83 dB, harmonic distortion under 0.003%, and a signal-to-noise ratio of at least 73 dB in cyber-physical audio chains.

Keywords: Cyber-Physical SPICE Emulation, Interface Plugin, System Reconfiguration, Audio Module, Audio Interface, Dynamic Range, Nonlinear Distortion, Signal-to-Noise Ratio (SNR), Sampling Rate, Buffer Size, ASIO Protocol, quantization resolution.

References

- [1] U. Cilingiroglu, *Analog Integrated Circuit Design by Simulation: Techniques, Tools, and Methods*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2019, p. 576.
- [2] K. G. Nichols, T. J. Kazmierski, M. Zwolinski, and A. D. Brown, "Overview of SPICE-like circuit simulation algorithms," *IEEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems*, vol. 141, no. 4, pp. 242-250, 1994.
- [3] N. R. Levchenko and M. S. Kostin, "Analysis of temporal software-hardware delays in audio module circuits with cyber-physical SPICE emulation," *Russian Technological Journal*, vol. 13, no. 4, pp. 45-58, 2025. doi: 10.32362/2500-316X-2025-13-4-45-58.
- [4] Intusoft, "SPICE numerical methods, part 1: Convergence methods," *Intusoft Newsletter*, 2003.
- [5] Universal Audio, "UA's art and science of modeling UAD plug-ins, part 2," 2012.
- [6] F. Hueso Gonzalez, D. Ginestar, J. L. Hueso, and J. Riera, "Comments on 'SPICE model of photomultiplier tube under different bias conditions'," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 15, pp. 17395-17402, 2021.
- [7] Y. V. Pershin and D. C. Nguyen, "Accurate modeling of continuous-time SAT solvers in SPICE," *Radioengineering*, vol. 34, no. 3, pp. 526-540, 2025.
- [8] "The method of elementary solvers in SPICE," *Electronics*, vol. 13, no. 13, p. 2480, 2024.
- [9] GOST IEC 61606-1-2014, "Audio and audiovisual equipment - Digital audio apparatus components - Basic methods of measurement of audio characteristics," 2014.
- [10] AES17-2020, "AES standard method for digital audio engineering - Measurement of digital audio equipment," Audio Engineering Society, 2020.
- [11] N. R. Levchenko, "Plugin for cyber-physical prototyping of signal audio modules," in *Proc. III National Scientific-Practical Conference Fundamental, Exploratory, Applied Research and Innovative Projects*, Moscow, Russia, May 27-28, 2024, pp. 344-350.
- [12] N. R. Levchenko, "Software interfaces for audio data transmission for cyber-physical SPICE signal prototyping of audio modules," in *Proc. National Scientific-Practical Conference Fundamental, Exploratory, Applied Research and Innovative Projects*, Moscow, Russia, Dec. 7-8, 2023, pp. 394-398.
- [13] N. R. Levchenko and M. S. Kostin, "Cyber-physical prototyping of signal audio modules," in *Proc. VII Int. Sci-Pract. Conf. Radioinfocom-2023*, Moscow, Russia, Nov. 20-24, 2023, pp. 347-350.
- [14] N. R. Levchenko and M. S. Kostin, "Cyber-physical prototyping bench for signal audio modules," in *Proc. VIII Int. Sci-Pract. Conf. Radioinfocom-2024*, Moscow, Russia, Nov. 18-22, 2024, pp. 507-511.
- [15] A. G. Kravets, A. A. Bolshakov, and M. Shcherbakov, *Cyber-Physical Systems: Intelligent Models and Algorithms*. Springer, 2022, 288 p.
- [16] P. H. J. Nardelli, *Cyber-Physical Systems: Theory, Methodology, and Applications*, 1st ed. Wiley-IEEE Press, 2022, 288 p.
- [17] C. J. Anumba, A. Akanmu, X. Yuan, and C. Kan, "Cyber-physical systems development for construction applications," *Front. Eng.*, vol. 8, no. 1, pp. 72-87, 2021. doi: 10.1007/s42524-020-0130-4.
- [18] B. Cordell, *Designing Audio Power Amplifiers*. Routledge, 2019, 792 p.
- [19] D. Self, *Small Signal Audio Design*, 4th ed. Focal Press, 2023, 846 p.
- [20] C. L. Bennett, *Digital Audio Theory: A Practical Guide*, 1st ed. Focal Press, 2020, 254 p.
- [21] K. Steiglitz, *A Digital Signal Processing Primer: With Applications to Digital Audio and Computer Music*. NY, USA: Dover Publications Inc., 2020, 320 p.
- [22] K. Collins, *Studying Sound: A Theory and Practice of Sound Design*. London, England: The MIT Press, 2020, 248 p.
- [23] N. R. Levchenko, M. S. Kostin, S. V. Filatov, and S. M. Pechenkin, "Program for switching audio interface with SPICE technology," Russian Federation Patent for Computer Program 2024685518, Oct. 30, 2024.
- [24] W. Oney, *Programming the Microsoft Windows Driver Model*, 2nd ed. Microsoft Press, 2002, p. 880.
- [25] P. Yosifovich, *Windows Kernel Programming*. Independently published, 2021, p. 461.
- [26] A. V. Gevorsky, M. S. Kostin, and K. A. Boikov, "Software-architectural configuration of a multifunctional ADSP module for signal media testing of audio devices," *Russian Technological Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 30-58, 2024. doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-1-30-58.
- [27] A. Kamenov, *Digital Signal Processing for Audio Applications*, 2nd ed. Kindle Edition: RecordingBlogs, 2014, p. 348.
- [28] A. Cipriani and M. Giri, *Electronic Music and Sound Design: Theory and Practice with Max 8*, 3rd ed., vol. 2. Rome, Italy: ConTempoNet, 2020, 748 p.
- [29] Y. A. Kovalgin and S. Y. Vakhitov, *Akustika [Acoustics]*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2022, 660 p.
- [30] W. C. Pirkle, **Designing Audio Effect Plugins in C++: For AAX, AU, and VST3 with DSP Theory**, 2nd ed. NY, USA: Routledge, 2019, 704 p.
- [31] Y. A. Kovargin and E. I. Vologdin, *Audiotekhnika [Audio Engineering]*. Moscow: Goryachaya Liniya-Telekom, 2017, p. 742. [Online]. Available: <https://e.lanbook.com/book/111065> (Accessed: May 4, 2026)

Information about authors:

Nikita R. Levchenko, Assistant, Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radioelectronics and Computer Science, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia. ORCID 0009-0002-1749-1451

Mikhail S. Kostin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radioelectronics and Computer Science, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-5232-5478

Namik G. Gusein-zade, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of Basic Department No. 343 – Modeling of Radiophysical Processes, Institute of Radioelectronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University; A.M. Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (Federal Research Center), Moscow, Russia. ORCID 0000-0001-8000-1107

ОБОБЩЕНИЕ МЕТРИК ДЖИНИ И ДЖЕЙНА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СПРАВЕДЛИВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В СИСТЕМАХ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ДОСТУПОМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-35-43

Manuscript received 17 May 2026;

Accepted 24 July 2026

Крейнделин Виталий Борисович,*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, vitrrend@gmail.com***Варукина Лидия Александровна,***Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, varukina@rambler.ru***Ключевые слова:** NOMA, справедливое распределение, индекс Джейна, коэффициент Джини, подвижная связь

В задачах распределения радиоресурсов в беспроводных системах ключевую роль играет компромисс между суммарной пропускной способностью и справедливостью обслуживания пользователей. Классические метрики справедливости, такие как индекс Джейна и коэффициент Джини, широко применяются на практике, однако обладают фиксированной чувствительностью к неравномерности распределения скоростей и не позволяют гибко управлять этим компромиссом. В данной работе предлагается параметрическое обобщение индексов Джейна и Джини, основанное на степенном преобразовании пользовательских скоростей. Вводимый параметр позволяет непрерывно регулировать "жесткость" справедливости – от ориентированного на пропускную способность режима до режима, близкого к поддержанию минимального уровня справедливости. На примере системы с неортогональным разделением ресурсов между тремя пользователями проводится численный анализ оптимального распределения мощности при различных значениях параметров обобщения, коэффициентов канала и целевых уровней справедливости. Проиллюстрированы решения оптимизационной задачи Парето-характеристиками. Результаты демонстрируют, что обобщенные индексы обеспечивают более гибкий инструмент управления справедливостью по сравнению с классическими метриками.

Информация об авторах:

Крейнделин Виталий Борисович, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), профессор, д.т.н., Москва, Россия**Варукина Лидия Александровна**, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), соискатель, к.т.н., Москва, Россия

Для цитирования:

Крейнделин В. Б., Варукина Л. А. Обобщение метрик Джини и Джейна для решения задачи справедливого распределения ресурсов в системах с неортогональным доступом // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 35-43.

For citation:

V. B. Kreyndelin, L. A. Varukina, "Generalizing Jain and Gini Indices for Fair Power Allocation in Systems of Non-Orthogonal Multiple Access," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.8, pp. 35-43. (in Russian)

Введение

Современные беспроводные системы связи, включая 5G, IoT (Internet of Things) и системы с неортогональным множественным доступом (NOMA – Non-Orthogonal Multiple Access) [1-4], требуют эффективных механизмов распределения ограниченных радиоресурсов между пользователями. Одной из фундаментальных проблем в таких системах является компромисс между максимизацией суммарной пропускной способности и обеспечением справедливости обслуживания пользователей [5-9]. Под справедливостью в данном случае понимают такое распределение ресурсов сети, при котором не происходит дискриминации в обслуживании пользователей независимо от помеховых условий, в которых находится каждый из пользователей. Тем не менее, при обеспечении недискриминационного доступа к сетевым ресурсам приходится искать компромисс между качеством обслуживания пользователей и эффективностью работы системы, например, с точки зрения суммарной пропускной способности.

Для количественной оценки справедливости широко используются агрегированные метрики, среди которых наиболее известными являются индекс Джейна и коэффициент Джини [7]. Индекс Джейна вычисляется следующим образом:

$$J(\mathbf{P}) = \frac{\left(\sum_{k=1}^K R_k(\mathbf{P}) \right)^2}{K \sum_{k=1}^K (R_k(\mathbf{P}))^2}, \quad (1)$$

а коэффициент Джини равен:

$$G(\mathbf{P}) = \frac{\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K |R_i(\mathbf{P}) - R_j(\mathbf{P})|}{2K \sum_{k=1}^K R_k(\mathbf{P})}, \quad (2)$$

где $R_k(\mathbf{P})$ – скорость передачи данных k -го абонентского терминала, зависящая от распределения мощности между

пользователями $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_K \end{bmatrix}$, где, в свою очередь, p_k – мощность

передачи сигналов k -го абонентского терминала.

Индекс Джейна (1) прост в вычислении и интерпретации, принимает значения в диапазоне $[0, 1]$ и достигает максимума при равенстве скоростей пользователей, т.е. при выполнении условия $R_1(\mathbf{P}) = \dots = R_k(\mathbf{P}) = \dots = R_K(\mathbf{P})$. Коэффициент Джини (2), широко применяющийся в экономике и теории распределения доходов, напротив, измеряет степень неравенства, приобретает минимальное (т.е. нулевое) значение из диапазона $[0, 1]$ при абсолютной справедливости – равенстве скоростей пользователей, т.е. по-прежнему при $R_1(\mathbf{P}) = \dots = R_k(\mathbf{P}) = \dots = R_K(\mathbf{P})$.

Несмотря на популярность, обе метрики обладают существенным ограничением: их чувствительность к неравномерности распределения мощности между пользователями фиксирована. Это означает, что они не позволяют явно настраивать степень приоритизации слабых или сильных пользователей. В практических системах, однако, требования к справедливости могут существенно различаться в зависимости от сценария, уровня нагрузки или типа сервиса [15-17].

В данной работе предлагается параметрическое обобщение индексов Джейна (1) и Джини (2), вводящее дополнительную степень свободы для управления компромиссом между пропускной способностью и справедливостью. Основные результаты работы заключаются в следующем:

- предложено единое степенное обобщение традиционных индексов Джейна (1) и Джини (2);
- исследовано влияние параметра обобщения на оптимальное распределение мощностей и скоростей пользователей;
- проанализированы области допустимости решений при заданных целевых уровнях справедливости;
- выполнено сравнительное исследование поведения обобщённых индексов Джейна и Джини.

1 Системная модель

Рассматривается нисходящая линия связи трехпользовательской беспроводной системы связи ($K=3$) с неортогональным множественным доступом и с разделением по мощности. Пусть три пользователя обслуживаются одной базовой станцией, передающей сигналы с мощностями p_1, p_2 и p_3 , удовлетворяющими ограничению по суммарной мощности:

$$p_1 + p_2 + p_3 \leq P_{\max}, \quad (3)$$

где $P_{\max}$ – максимальная общая мощность передачи сигналов для всех пользователей

Комплексные коэффициенты передачи каналов пользователей обозначаются как h_1, h_2 и h_3 , а дисперсия аддитивного белого гауссовского шума равна σ^2 . Отношение коэффициентов передачи канала $\gamma = h_2 / h_1 = h_3 / h_2$ используется в дальнейшем как параметр, характеризующий степень асимметрии характеристик каналов пользователей.

С учётом взаимных помех между K терминалами, обслуживаемых в одной соте, отношение сигнал/(шум+помеха) (SINR – Signal-to-Interference+Noise-Ratio) для k -го абонентского терминала записывается следующим образом:

$$\rho_k = \frac{p_k |h_k|^2}{\sigma_k^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K p_j |h_k|^2}, \quad k=1, \dots, K \quad (4)$$

Соответствующая максимальная скорость передачи данных k -го абонентского терминала, согласно формуле Шеннона, равна [8]:

$$R_k = B \log_2(1 + \rho_k), \quad (5)$$

где B – ширина полосы частот канала связи.

Суммарная пропускная способность всей системы определяется по формуле:

$$R_{sum} = \sum_{k=1}^K R_k. \quad (6)$$

Таким образом, из выражений (4), (5) и (6) следует, что скорости пользователей и суммарная пропускная способность всей системы являются нелинейными функциями вектора распределения мощности $R_k(\mathbf{P})$, $R_{sum}(\mathbf{P})$.

2 Обобщённые метрики справедливости

Метрики справедливости – индекс Джейна (1) и коэффициент Джини (2) – ограничиваются диапазонами $J(\mathbf{P}) \in [0, 1]$ и $G(\mathbf{P}) \in [0, 1]$, причем с противоположными значениями границ этих диапазонов, соответствующих идеальной справедливости и полной несправедливости [10-12]. Для обеспечения сопоставимости метрик в рамках единой оптимизационной задачи в данной работе используется дополненный коэффициент Джини:

$$G^{(comp)}(\mathbf{P}) = 1 - G(\mathbf{P}). \quad (7)$$

Приведем на рис. 1 и 2 графики зависимости $J(\mathbf{P})$ и $G^{(comp)}(\mathbf{P})$ для системы с 3 пользователями, учитывая (3) $p_1 + p_2 = P_{max} - p_3$, а также приняв значения коэффициентов передачи канала для пользователей – $h_1 = 1$, $h_2 = \gamma h_1$, $h_3 = \gamma h_2$, $\gamma = 0,5$.

Следует заметить, что рассматриваемые функции достигают максимума при равенстве скоростей пользователей, т.е. при $R_1 = R_2 = R_3$ (полная справедливость). Максимальные значения обеих метрик достигаются при идентичных значениях мощностей, определяемых вектором $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.12 \\ 0.22 \\ 0.66 \end{bmatrix}$, обеспечивая при этом равенство скоростей $R_1 = R_2 = R_3$.

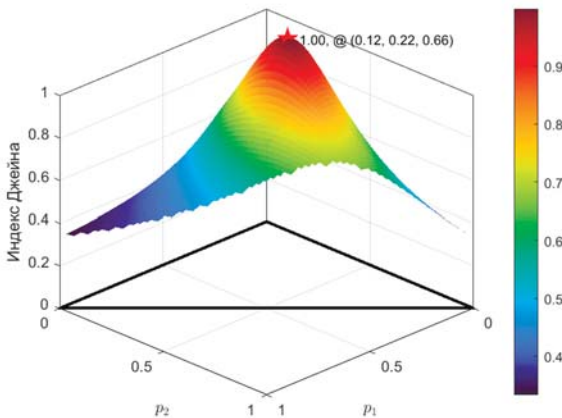


Рис. 1. Зависимость индекса Джейна от распределения мощности между пользователями

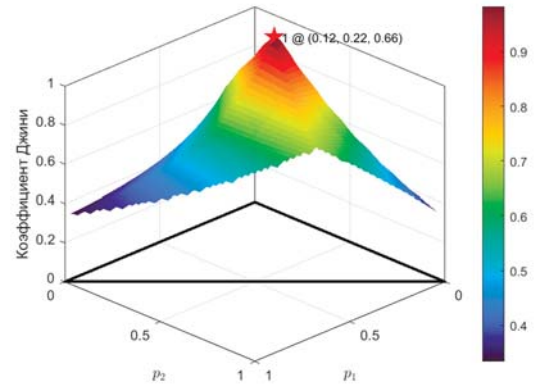


Рис. 2. Зависимость дополненного коэффициента Джини от распределения мощности между пользователями

Для более тонкой настройки справедливости предлагается воспользоваться дополнительным измерением, обобщив классические метрики с использованием степенного параметра $q > 0$.

Для системы с K пользователями предлагается использовать следующие обобщенные метрики:

- обобщенный индекс Джейна:

$$J_q(\mathbf{P}) = \frac{\left(\sum_{k=1}^K R_k(\mathbf{P}) \right)^q}{K \sum_{k=1}^K R_k^q(\mathbf{P})}, \quad (8)$$

- обобщенный коэффициент Джини:

$$G_q(\mathbf{P}) = \frac{\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K |R_i(\mathbf{P}) - R_j(\mathbf{P})|^q}{2K \sum_{k=1}^K R_k^q(\mathbf{P})}. \quad (9)$$

Из выражения (8) видно, что при $q = 2$ обобщенный индекс Джейна совпадает с обычным индексом Джейна (1). Аналогично, при $q = 1$ обобщенный коэффициент Джини (9) переходит в обычный коэффициент Джини (2). Отметим, что введение дополнительной степени свободы в виде выбора величины q должно дать возможность достижения более точного компромисса между справедливостью и пропускной способностью.

Максимальное значение обобщенного индекса Джейна (8) может превышать 1, а максимальное значение дополненного обобщенного коэффициента Джини:

$$G_q^{(comp)}(\mathbf{P}) = 1 - G_q(\mathbf{P}) \quad (10)$$

не превышает 1. Для обеспечения сопоставимости обобщенных метрик далее будем использовать нормированный обобщенный индекс Джейна с тем, чтобы его область значений находилась в диапазоне $[0, 1]$:

$$J_q(\mathbf{P}) = \frac{\left(\sum_{k=1}^K R_k(\mathbf{P}) \right)^q}{K^{q-1} \sum_{k=1}^K R_k^q(\mathbf{P})}. \quad (11)$$

Приведем на рис. 3 и 4 графики зависимости $J_q^{(norm)}(\mathbf{P})$ (11) и $G_q^{(comp)}(\mathbf{P})$ (10) при $q = 2.5$ и $q = 3$ для системы с 3 пользователями, причем $p_1 + p_2 = P_{\max} - p_3$.

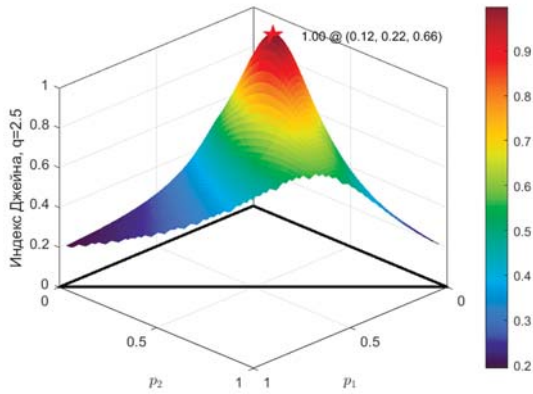


Рис. 3а. Зависимость обобщенного индекса Джени от распределения мощности между пользователями при $q = 2.5$

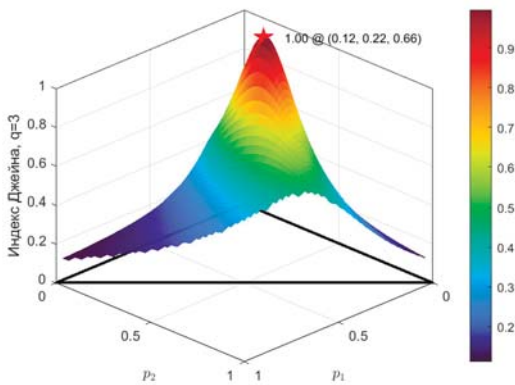


Рис. 3б. Зависимость обобщенного индекса Джени от распределения мощности между пользователями при $q = 3$

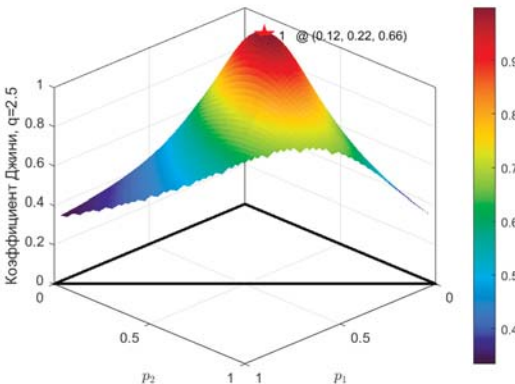


Рис. 4а. Зависимость обобщенного коэффициента Джени от распределения мощности между пользователями при $q = 2.5$

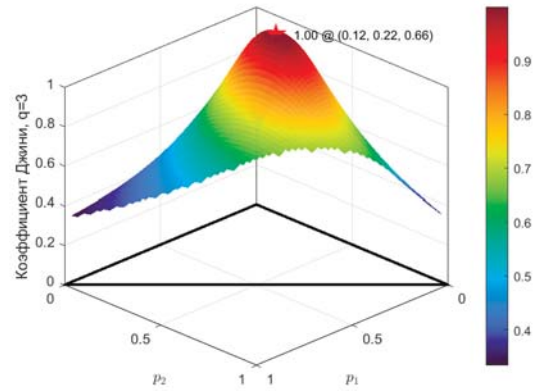


Рис. 4б. Зависимость обобщенного коэффициента Джени от распределения мощности между пользователями при $q = 3$

Следует заметить, что обобщенные метрики достигают максимума при тех же значениях мощности $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.12 \\ 0.22 \\ 0.66 \end{bmatrix}$, что и

в случае классических метрик, при условии равенства скоростей $R_1 = R_2 = R_3$ (полная справедливость).

Из графиков на рис. 1-4 видно, что несмотря на совпадение условий достижения максимума функций – одинаковое значение вектора $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.12 \\ 0.22 \\ 0.66 \end{bmatrix}$, разница между функциями мет-

рик заключается в форме поверхностей, то есть разной степенью «жесткости» справедливости при распределении мощности абонентским терминалам.

3 Постановка задачи оптимизации

После того, как выбран критерий (например, учитывающий метрики справедливости), необходимо поставить и решить задачу оптимизации и найти оптимальное распределение мощностей пользователей.

Для заданного целевого уровня справедливости формулируется задача оптимального распределения мощности для максимизации суммарной пропускной способности, равной с учетом выражений (4) и (5):

$$\max_{\mathbf{P}} f(\mathbf{P}) = \max_{\mathbf{P}} (R_1(\mathbf{P}) + R_2(\mathbf{P}) + R_3(\mathbf{P})) \quad (12)$$

при ограничениях

$$\begin{cases} p_1 + p_2 + p_3 = P_{\max} \\ p_1, p_2, p_3 > 0 \\ F_q(\mathbf{P}) = F_{\text{target}} \end{cases},$$

где F_{target} – целевое значение метрики справедливости в общем случае, а в каждом отдельном случае – целевое значение индекса Джени $F_{\text{target}} = J_{\text{target}}^{(norm)}$, или целевое значение коэффициента Джени $F_{\text{target}} = G_{\text{target}}^{(comp)}$.

С учетом ограничения по суммарной излучаемой мощности и с учетом того, что $p_1 + p_2 = P_{\max} - p_3$, рассматриваемая задача является двумерной нелинейной задачей оптимизации с ограничением. Решение задачи оптимизации сводится к поиску оптимальной точки на двумерном симплексе допустимых значений мощности сигналов пользователей.

Отметим, что оптимизационная задача вида (12) не может быть поставлена для двух пользователей. В этом случае целевая функция $f(\mathbf{P})$ будет функцией двух аргументов, а оптимизация должна проводиться в условиях наличия также двух линейных ограничений (на суммарную мощность сигналов всех пользователей и на целевое значение выбранной метрики справедливости). В данной ситуации задача оптимизации функции $f(\mathbf{P})$ становится вырожденной, поскольку область определения этой функции с учетом двух наложенных ограничений вырождается в одну точку. Поэтому для двух пользователей задача вида (12) утрачивает практический смысл.

4 Задача оптимизации

Решение задачи оптимизации – нахождение таких значений мощностей сигналов пользователей p_1, p_2 , при которых достигаются максимум суммарной пропускной способности системы (12) и заданное целевое значение выбранной метрики справедливости. С учетом ограничения по суммарной мощности $p_1 + p_2 = P_{\max} - p_3$ задача оптимизации сводится к двумерной задаче по переменным p_1 и p_2 , при этом $p_k \in [0, P_{\max}]$.

Рассматриваемая задача является нелинейной задачей оптимизации с ограничениями по метрике справедливости и по излучаемой суммарной мощности сигналов пользователей. Ввиду сложности получения аналитического решения, в данной работе используется численный итерационный метод, сочетающий градиентный поиск экстремума целевой функции [13, 14] с контролем выполнения ограничения по метрике справедливости.

5 Численные эксперименты

Численные эксперименты проводятся для различных значений параметра обобщения и целевых метрик справедливости при различных коэффициентах передачи канала для всех пользователей, в частности:

- $q = 1, 1,5, 2, 2,5, 3$;
- $F_{\text{target}} = 0, 5, 0,75, 1$;
- $h_1 = 1, \quad h_2 = \gamma h_1, \quad h_3 = \gamma h_2, \quad \gamma = 0,1, 0,5, 0,9$;
- $\sigma^2 = 0,5$;
- $P_{\max} = 1$;
- $B = 1$.

Для каждого набора параметров решается задача оптимизации распределения мощности, определяются индивидуальные скорости пользователей и суммарная пропускная способность системы. Результаты решения задачи оптимизации при $q = 2,5$ показаны в таблице 1, где под метрикой «Джейн» понимается – нормированный обобщенный индекс Джейна, а под метрикой «Джини» – дополненный обобщенный коэффициент Джини. В столбце «Решение» указано, найдено ли решение оптимизационной задачи («да»/«нет»).

Из данных табл. 1 можно сделать следующие выводы о влиянии F_{target} на распределение ресурсов и достижимых скоростях передачи данных:

1. При малых значениях заданного уровня метрики справедливости F_{target} (например, 0,5) оптимальное распределение мощности смещено в сторону пользователя с наилучшим каналом, что обеспечивает максимизацию суммарной пропускной способности системы связи. Но при этом пользователю с наихудшими условиями канала мощность вообще не выделяется, его скорость равна 0. В этом случае задача оптимизации не имеет решения – условие справедливого распределения ресурсов не выполняется.

2. При увеличении заданного уровня метрики справедливости F_{target} происходит перераспределение мощности от сильных пользователей в пользу слабых пользователей.

3. При $F_{\text{target}} \rightarrow 1$ мощности распределяются таким образом, чтобы обеспечить практически равенство скоростей, что сопровождается снижением R_{sum} .

4. С ростом требований справедливости снижение суммарной пропускной способности системы связи носит нелинейный характер: вблизи $F_{\text{target}} \approx 1$ наблюдается резкое падение R_{sum} .

Таким образом, данные из Табл. 1 подтверждают наличие выраженного компромисса между спектральной эффективностью (пропускной способностью) системы связи и равномерностью обслуживания пользователей.

Сравнительный анализ метрик справедливости показывает следующее:

1. При одинаковых уровнях метрики справедливости F_{target} решения, полученные по критерию Джини, характеризуются более выраженным перераспределением мощности от сильных пользователей в пользу слабых пользователей.

2. При использовании коэффициента Джини снижение суммарной пропускной способности системы связи происходит быстрее.

3. Индекс Джейна демонстрирует более «плавное» поведение суммарной пропускной способности системы связи.

Это подтверждает различие в чувствительности метрик к асимметрии скоростей пользователей, что также можно продемонстрировать на графиках зависимостей скорости пользователей при фиксированной метрике справедливости.

Результаты решения задачи оптимизации при $q = 2,5$

Метрика	γ	F_{target}	p_1	p_2	p_3	R_1	R_2	R_3	R_{sum}	Решение
Джейн	0,1	0,5	0,044	0,956	0	0,0425	0,027	0	0,070	нет
Джини	0,1	0,5	0,109	0,891	0	0,109	0,025	0	0,134	нет
Джейн	0,1	0,75	0,001	0,033	0,966	0,001	0,001	0,0003	0,002	да
Джини	0,1	0,75	0,002	0,093	0,8376	0,002	0,003	0,0002	0,005	да
Джейн	0,1	1	0,028	0,944	0,028	0,027	0,027	8e-06	0,054	нет
Джини	0,1	1	0,029	0,939	0,033	0,028	0,027	9e-06	0,055	нет
Джейн	0,5	0,5	0,424	0,576	0	0,479	0,308	0	0,787	нет
Джини	0,5	0,5	0,636	0,364	0	0,796	0,186	0	0,983	нет
Джейн	0,5	0,75	0,217	0,391	0,392	0,225	0,202	0,064	0,491	да
Джини	0,5	0,75	0,305	0,482	0,213	0,328	0,253	0,035	0,615	да
Джейн	0,5	1	0,111	0,222	0,667	0,111	0,111	0,111	0,333	да
Джини	0,5	1	0,111	0,222	0,667	0,111	0,111	0,111	0,333	да
Джейн	0,9	0,5	0,392	0,608	2e-17	0,437	0,680	0	1,117	нет
Джини	0,9	0,5	0,755	0,245	0	1,010	0,237	0	1,247	нет
Джейн	0,9	0,75	0,435	0,401	0,164	0,494	0,411	0,1412	1,046	да
Джини	0,9	0,75	0,530	0,375	0,095	0,629	0,381	0,080	1,090	да
Джейн	0,9	1	0,307	0,331	0,361	0,331	0,331	0,331	0,993	да
Джини	0,9	1	0,307	0,331	0,361	0,331	0,331	0,331	0,993	да

Параметр γ характеризует степень различия канальных условий пользователей. Анализ результатов численных экспериментов в зависимости от γ позволяет выделить следующие закономерности:

1. При $\gamma \rightarrow 1$ система становится почти симметричной. В этом случае достижение высокой справедливости сопровождается умеренным снижением суммарной скорости всех пользователей
2. При $\gamma = 0.5$ наблюдается умеренная асимметрия. Компромисс между справедливостью и пропускной способностью становится более выраженным
3. При $\gamma = 0.1$ система характеризуется сильным дисбалансом каналов пользователей. В этом случае достижение высокого уровня справедливости требует значительного перераспределения мощности между пользователями и приводит к существенной деградации суммарной пропускной способности или к невозможности выполнения условия справедливого распределения ресурсов в системе

Следовательно, степень асимметрии канала влияет на область достижимости целевых значений справедливости.

По результатам решения оптимизационной задачи также построены Парето-характеристики, то есть графики с точками-решениями оптимизационной задачи как зависимости суммарной скорости R_{sum} от целевого значения метрики

справедливости при разных значениях степенного параметра q , которые отображают компромисс между суммарной скоростью и справедливостью.

На рис. 5 и 6 изображены Парето-характеристики для нормированных обобщенных метрик Джейна и Джини, соответственно.

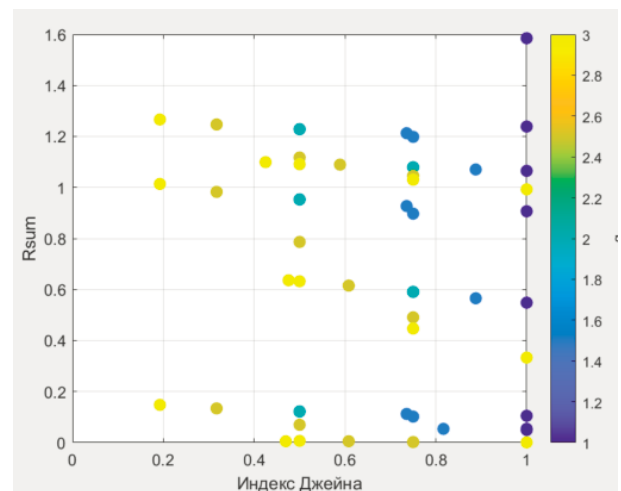


Рис. 5. Парето-характеристики для нормированного обобщенного индекса Джейна при $\gamma = 0.5$

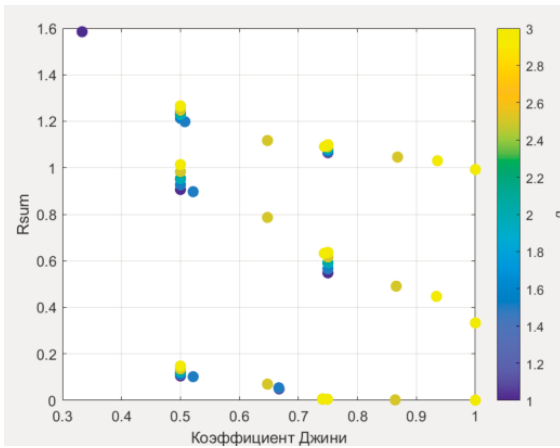


Рис. 6. Парето-характеристики для дополненного обобщенного коэффициента Джини при $\gamma = 0.5$

Графики на рис. 5 и 6 иллюстрируют влияние параметра обобщения q на компромисс между суммарной пропускной способностью системы связи и справедливостью обслуживания пользователей. Для каждого фиксированного значения q Парето-характеристики отражают множество оптимальных решений задачи распределения мощности при различных целевых уровнях справедливости.

При малых значениях параметра q метрики справедливости обладают пониженной чувствительностью к неравномерности распределения пользовательских скоростей. В этом режиме увеличение целевого уровня справедливости достигается преимущественно за счёт повышения скорости слабого пользователя при относительно незначительном снижении суммарной пропускной способности всей системы.

С ростом параметра q чувствительность метрик к асимметрии скоростей пользователей возрастает. Обеспечение заданного уровня справедливости в этом случае требует более жёсткого выравнивания пользовательских скоростей, что приводит к перераспределению мощности в пользу пользователей с худшими каналами и сопровождается заметным снижением суммарной пропускной способности системы связи.

Таким образом, параметр q определяет Парето-характеристики и выступает в роли регулятора «жёсткости» справедливости, задавая характер компромисса между спектральной эффективностью системы связи и равномерностью обслуживания пользователей.

На рис. 7 и 8 показаны зависимости индивидуальных скоростей пользователей от целевых метрик справедливости при $q = 2.5$ в значительно различающихся канальных условиях, $\gamma = 0.5$.

Анализ зависимостей индивидуальных скоростей пользователей при дисбалансе их канальных характеристик показывает, что обобщённый коэффициент Джини проявляет более высокую чувствительность к асимметрии каналов пользователей, приводит к распределению ресурсов для выравнивания скоростей, что сопровождается снижением суммарной пропускной способности всей системы, тогда как индекс Джейна обеспечивает более устойчивую зависимость суммарной скорости всех пользователей от параметров справедливости.

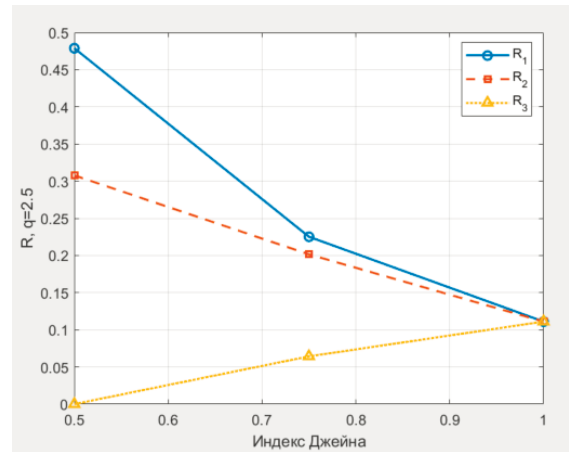


Рис. 7. Зависимость скорости от нормализованного обобщенного индекса Джейна при $\gamma = 0.5$

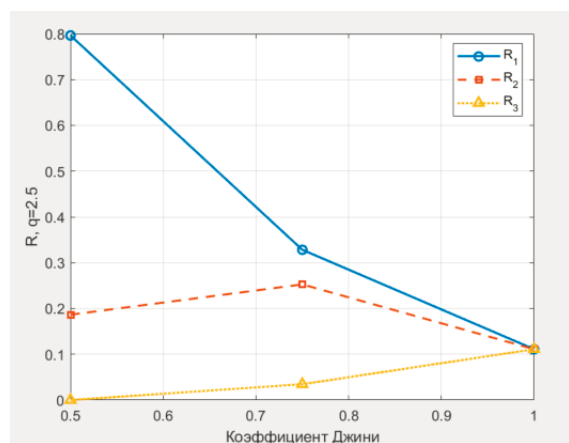


Рис. 8. Зависимость скорости от дополненного обобщенного коэффициента Джини при $\gamma = 0.5$

Анализ приведенных зависимостей показывает, что решение оптимизационной задачи существует не для всех комбинаций параметров q , γ и F_{target} . Максимальное значение нормированной обобщённой метрики справедливости равно 1 и достигается только при условии $R_1 = R_2 = R_3$. Это требует специфического распределения мощности между пользователями, которое не всегда достижимо при сильной асимметрии каналов, а также:

- при умеренных значениях γ решение достижимо для $F_{target} \in [0.5, 1]$;
- при малых γ область допустимых значений F_{target} сужается;
- при высоких q требование высокой справедливости может приводить к отсутствию допустимого решения.

Таким образом, область достижимости целевых значений справедливости зависит как от параметра обобщения q , так и от условий распространения радиоволн в канале связи.

В общем случае результаты численных экспериментов показывают, что параметр обобщения q может быть интерпретирован как настраиваемый регулятор приоритета между спектральной эффективностью системы связи и

равномерностью обслуживания всех пользователей. Варьирование параметра q позволяет непрерывно изменять характер компромисса между суммарной пропускной способностью и справедливостью без изменения структуры оптимизационной задачи, что делает предложенные обобщённые метрики удобным инструментом для адаптивного управления ресурсами в системах NOMA с разделением по мощности.

Заключение

В работе предложено параметрическое обобщение классических метрик справедливости – индекса Джейна и коэффициента Джини – применительно к задаче распределения мощности между пользователями в системах с неортогональным множественным доступом с разделением по мощности. Введение степенного параметра q позволяет существенно расширить пространство допустимых компромиссов между суммарной пропускной способностью системы и равномерностью обслуживания пользователей.

Проведённый численный анализ для трехпользовательской системы NOMA с разделением по мощности показал, что параметр обобщения q выступает в роли эффективного регулятора чувствительности метрик справедливости к асимметрии пользовательских скоростей в системе связи. В зависимости от его значения оптимальное распределение ресурсов может быть ориентировано либо на повышение суммарной спектральной эффективности системы, либо на более жёсткое выравнивание скоростей пользователей.

Построенные Парето-характеристики наглядно демонстрируют, что изменение параметра q приводит к изменению формы компромисса между пропускной способностью и справедливостью, не затрагивая при этом структуру оптимизационной задачи. Это позволяет адаптивно настраивать политику распределения ресурсов между пользователями под требования конкретного сценария без изменения алгоритмической основы.

Полученные результаты подтверждают, что предложенные в работе обобщённые метрики справедливости представляют собой эффективный и гибкий инструмент анализа и проектирования алгоритмов распределения ресурсов в современных и перспективных беспроводных системах связи, включая системы NOMA с разделением по мощности.

В дальнейшем представленный подход может быть расширен на многопользовательские сценарии, а также использован в задачах совместной оптимизации распределения мощности и других канальных ресурсов в условиях динамически изменяющихся характеристик канала.

Литература

1. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б. и др. Неортогональный множественный доступ (NOMA) как основа систем связи 5G и 6G. М.: Горячая линия-Телеком, 2024. 264 с.

2. Tong W., Zhu P., et al. 6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence. Cambridge University Press, 2021. 490 p.

3. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Обработка и прекодирование сигналов в системе с неортогональным доступом и с разделением по мощности // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Т. 18, № 6. С. 3–45. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-6-38-45. EDN: CMVGXV.

4. Belmekki B., Alouini M.-S. NOMA as the Next-Generation Multiple Access in Nonterrestrial Networks // *Proceedings of the IEEE*. 2024. Vol. 112, Issue 9, pp. 1303-1345. DOI: 10.1109/JPROC.2024.3496775.

5. Tuong V., Cho S. Deep-Learning-Based Resource Allocation for 6G NOMA-Assisted Backscatter Communications // *IEEE Internet of Things Journal*. 2024. Vol. 11, Issue 19, pp. 32234-32243. DOI: 10.1109/IJOT.2024.3424728.

6. Thakre P.N., Pokle S.B. A Survey on Power Allocation in PD-NOMA for 5G Wireless Communication Systems // *Proc. 10th International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology – Signal and Information Processing (ICETET-SIP-22)*. Nagpur, India, 2022, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICETET-SIP-2254415.2022.9791576.

7. Islam S., Riazul M. et al. Resource Allocation for Downlink NOMA Systems: Key Techniques and Open Issues // *IEEE Wireless Communications*. 2017. Issue 25, pp. 40-47.

8. Abuajwa O., Roslee M., Yusoff Z., Chuan L., Leong P. Resource Allocation for Throughput versus Fairness Trade-Offs under User Data Rate Fairness in NOMA Systems in 5G Networks // *Applied Sciences*. 2022. Vol. 12, Issue 7. 3226. DOI: 10.3390/app12073226.

9. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология ММО. Принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 242 с.

10. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Проблема справедливого распределения мощности в системе PD-NOMA // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2025. № 12. С. 25-33.

11. Lan T., Kao D., Chiang M., Sabharwal A. An Axiomatic Theory of Fairness in Network Resource Allocation // *Proc. IEEE INFOCOM*. San Diego, USA, 2010, pp. 1-9. DOI: 10.1109/INFOCOM.2010.5461911.

12. Pliatsios D., Sarigiannidis P. Resource Allocation Combining Heuristic Matching and Particle Swarm Optimization Approaches: The Case of Downlink NOMA // *Information*. 2019. Vol. 10, No. 11. P. 336.

13. Методы оптимальных решений в экономике и финансах: учебник / под ред. В.М. Гончаренко, В.Ю. Попова. М.: КНОРУС, 2013. 400 с.

14. Гончаров В.А. Методы оптимизации: учебник для вузов. М.: Юрайт, 2025. 191 с.

15. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2020. Т. 14. № 2. С. 25-31.

16. Крейнделин В.Б., Смирнов А.Э., Бен Режеб Т.Б.К. Эффективность методов обработки сигналов в системах mu -mimo высоких порядков // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2016. Т. 10. № 12. С. 24-30.

17. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Степанова А.Г. Новый подход к задачам mu -детектирования и многопользовательской демодуляции // *Информационные процессы*. 2021. Т. 21. № 2. С. 93-107.

GENERALIZING JAIN AND GINI INDICES FOR FAIR POWER ALLOCATION IN SYSTEMS OF NON-ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS

Vitaly B. Kreyndelin, Moscow Technical University of Communications and Informatic, Moscow, Russia, vltkrend@gmail.com
Lidia A. Varukina, Moscow Technical University of Communications and Informatic, Moscow, Russia, varukina@rambler.ru

Abstract

In wireless resource allocation problems, a fundamental trade-off exists between maximizing the total system throughput and ensuring fairness among users. Classical fairness metrics, such as the Jain index and the Gini coefficient, are widely used in practice; however, they exhibit fixed sensitivity to rate imbalance and do not allow flexible control over this trade-off. In this paper, a parametric generalization of the Jain and Gini fairness metrics is proposed based on a power-law transformation of user data rates. The introduced parameter enables continuous adjustment of fairness "strictness," ranging from throughput-oriented operation to regimes close to minimum-rate fairness. Using a three-user non-orthogonal multiple access system as an example, a numerical analysis of optimal power allocation is performed for different values of the generalization parameter, channel asymmetry, and target fairness levels. Feasible solution regions are identified, and Pareto curves illustrating the trade-off between total throughput and fairness are presented. The results demonstrate that the generalized fairness metrics provide a more flexible and effective tool for fairness control compared to classical metrics.

Keywords: NOMA, fairness, Jain Index, Gini Coefficient, mobile communications

References

- [1] M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin, et al., "Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) as the Basis of 5G and 6G Communication Systems," Moscow: Hot Line-Telecom, 2024. 264 p. (in Russian)
- [2] W. Tong, P. Zhu, et al., "6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence," Cambridge University Press, 2021. 490 p.
- [3] V.B. Kreyndelin, L.A. Varukina, "Processing and Precoding of Signals in a System with Non-Orthogonal Access and Power Division," *T-Comm*. 2024. Vol. 18, Issue 6, pp. 38-45. (in Russian)
- [4] B. Belmekki, M.-S. Alouini, "NOMA as the Next-Generation Multiple Access in Nonterrestrial Networks," *Proceedings of the IEEE*. 2024. Vol. 112, Issue 9, pp. 1303-1345. DOI: 10.1109/JPROC.2024.3496775.
- [5] V. Tuong, S. Cho, "Deep-Learning-Based Resource Allocation for 6G NOMA-Assisted Backscatter Communications," *IEEE Internet of Things Journal*. 2024. Vol. 11, Issue 19, pp. 32234-32243. DOI: 10.1109/JIOT.2024.3424728.
- [6] P.N. Thakre, S.B. Pokle, "A Survey on Power Allocation in PD-NOMA for 5G Wireless Communication Systems," *Proc. ICETET-SIP-22*. Nagpur, India, 2022, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICETET-SIP-2254415.2022.9791576.
- [7] S. Islam, M. Riazul et al., "Resource Allocation for Downlink NOMA Systems: Key Techniques and Open Issues," *IEEE Wireless Communications*. 2017. Issue 25, pp. 40-47.
- [8] O. Abuajwa, M. Roslee, Z. Yusoff, L. Chuan, P. Leong, "Resource Allocation for Throughput versus Fairness Trade-Offs under User Data Rate Fairness in NOMA Systems in 5G Networks," *Applied Sciences*. 2022. Vol. 12, Issue 7. 3226. DOI: 10.3390/app12073226.
- [9] M.G. Bakulin, L.A. Varukina, V.B. Kreyndelin, "Technology of MIMO: Principles and Algorithms," Moscow: Hot Line-Telecom, 2014. 242 p. (in Russian)
- [10] V.B. Kreyndelin, L.A. Varukina, "Problem of Fair Power Allocation in PD-NOMA System," *T-Comm*. 2025. Issue 12. pp. 25-33. (in Russian)
- [11] T. Lan, D. Kao, M. Chiang, A. Sabharwal, "An Axiomatic Theory of Fairness in Network Resource Allocation," *Proc. IEEE INFOCOM*. 2010, pp. 1-9. DOI: 10.1109/INFOCOM.2010.5461911.
- [12] D. Pliatsios, P. Sarigiannidis, "Resource Allocation Combining Heuristic Matching and Particle Swarm Optimization Approaches: The Case of Downlink NOMA," *Information*. 2019. Vol. 10, No. 11. p. 336.
- [13] Optimal Decision-Making Methods in Economics and Finance: Textbook / ed. by V.M. Goncharenko, V.Yu. Popov. Moscow: KNORUS, 2013. 400 p. (in Russian)
- [14] V.A. Goncharov, "Optimization Methods: University Textbook," Moscow: Yurait, 2025. 191 p. (in Russian)
- [15] M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, "The problem of spectral efficiency and capacity increase in perspective 6G communication systems," *T-Comm*. 2020. Vol. 14. No. 2, pp. 25-31.
- [16] V.B. Kreyndelin, A.E. Smirnov, T.B.K. Ben Rejeb, "Efficiency of signal processing in multiuser large scale MIMO systems," *T-Comm*. 2016. Vol. 10. No. 12, pp. 24-30.
- [17] M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, D.Yu. Pankratov, A.G. Stepanova, "A New Approach to MIMO Detection and Multi-User Demodulation Problems," *Information Processes*. 2021. Vol. 21. No. 2, pp. 93-107.

Information about authors:

Vitaly B. Kreyndelin, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Doctor of technical sciences, Professor, Moscow, Russia
Lidia A. Varukina, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), PhD., applicant, Moscow, Russia

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ СЕТИ СВЯЗИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-44-53

Леохин Юрий Львович,

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, y.l.leokhin@mtuci.ru

Manuscript received 24 May 2026;

Accepted 27 July 2026

Дымкова Светлана Сергеевна,

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, s.s.dymkova@mtuci.ru

Фатхулин Тимур Джалилеви,

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, t.d.fatkhuilin@mtuci.ru

Киреев Артем Александрович,

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Ключевые слова: Методы, алгоритмы, параметры, динамическое управление, сеть связи, эффективность

В статье рассматривается проблема динамического управления параметрами современной сети связи, которая часто строится с использованием разнородного оборудования и протоколов работы. Цель исследования – повысить эффективность управления параметрами сети связи. Проводится определение задач, позволяющих достичь указанной цели. Осуществлен анализ ограничений традиционных методов динамического управления параметрами сетей связи. Исследована применимость современных высокотехнологичных методов и алгоритмов, позволяющих динамически управлять параметрами сети связи. Определены критерии оценки эффективности рассматриваемых алгоритмов. Было проведено сравнение алгоритмов по отобранным критериям эффективности, в результате чего определены наиболее подходящие алгоритмы для динамического управления параметрами сети связи. Также осуществлен анализ динамики сходимости алгоритмов для обоснования полученных результатов. Исследована эффективность рассматриваемых алгоритмов при влиянии на сеть связи различных факторов. В заключении сделаны выводы о применимости того или иного алгоритма для повышения эффективности управления параметрами сети связи, а также определен вектор дальнейших исследований. Объектом исследования являются параметры сети связи. Предметом исследования являются алгоритмы, обеспечивающие эффективное динамическое управление параметрами сети связи. Методологическую основу исследования составляют методы сравнительного анализа, проведения экспериментов с использованием электронных вычислительных машин, критической оценки полученных результатов, а также метод обобщения.

Информация об авторах:

Леохин Юрий Львович, Московский технический университет связи и информатики, профессор кафедры "Математическая кибернетика и информационные технологии", профессор, д.т.н., Москва, Россия. orcid.org/0000-0003-3321-4497

Дымкова Светлана Сергеевна, Московский технический университет связи и информатики, к.т.н., Москва, Россия. orcid.org/0000-0003-1945-9850

Фатхулин Тимур Джалилеви, Московский технический университет связи и информатики, доцент кафедры "Интеллектуальный анализ данных", доцент, к.т.н., Москва, Россия. orcid.org/0000-0003-0998-1055

Киреев Артем Александрович, Московский технический университет связи и информатики, кафедра "Математическая кибернетика и информационные технологии", магистрант, Москва, Россия. orcid.org/0009-0005-0531-1830

Для цитирования:

Леохин Ю. Л., Дымкова С. С., Фатхулин Т. Д., Киреев А. А. Исследование методов динамического управления параметрами сети связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 44-53.

For citation:

Yu. L. Leokhin, S. S. Dymkova, T. D. Fatkhulin, A. A. Kireev, "Researching Methods for Dynamic Control of Communication Network Parameters," T-Comm, 2026, vol. 20, no. 8, pp. 44-53. (in Russian)

Введение

В настоящее время наблюдается усложнение инфраструктуры современных гетерогенных сетей связи, что обуславливает повышенный интерес к задаче динамического управления параметрами сетевой инфраструктуры. Как отмечается в работе [1], новые архитектуры Internet of Things (IoT) и технологии виртуализации «делают ручную оркестрацию сети невозможной». Это ставит задачу создания автоматизированных систем, способных оперативно адаптировать параметры сети (топологию, маршрутизацию, правила доступа, политики Quality of Service (QoS)) к постоянно меняющимся факторам, воздействующим на сети связи, без прямого участия оператора, особо актуальной.

Традиционные подходы к решению данной задачи обнаруживают существенные ограничения, а современные методы предоставляют уникальные возможности для анализа больших объёмов телеметрии, моделирования поведения сетей связи и принятия оптимальных решений в режиме реального времени [21-23]. Вместе с тем выбор конкретного метода для данной предметной области остаётся дискуссионным вопросом: литература демонстрирует неоднозначность результатов при сравнении различных подходов [11-16, 24-26].

Для достижения указанной выше цели требуется решение следующих задач:

- определить ограничения традиционных методов конфигурирования сетей связи;
- обосновать применение методов и алгоритмов машинного обучения;
- определить методы и алгоритмы, применяемые для настоящего исследования;
- выбрать критерии оценки эффективности алгоритмов;
- провести сравнительный анализ алгоритмов по критериям оценки их эффективности;
- привести гиперпараметры выбранных алгоритмов для определения дальнейшего вектора исследований;
- провести анализ динамики сходимости исследуемых алгоритмов;
- исследовать эффективность рассматриваемых алгоритмов при защите от различных типов уязвимостей;
- сделать выводы о дальнейших исследованиях.

1 Анализ ограничений традиционных методов конфигурирования сетей связи

Существующие методы динамического управления параметрами сети связи разделяются на три класса: ручное конфигурирование на основе скриптов, методы на основе правил и оптимизационные методы [28, 29]. Каждый из них обладает принципиальными ограничениями, критичными в условиях динамичных факторов, воздействующих на сети связи.

1.1 Ручное конфигурирование

Инструменты автоматизации на уровне скриптов (Ansible, Netmiko, шаблонизаторы конфигураций) обеспечивают высокую интерпретируемость и воспроизводимость настроек [17, 19, 20]. Однако они принципиально не способны адаптироваться к новым угрозам без вмешательства оператора: время

реакции на инцидент составляет от нескольких минут до часов, что неприемлемо для противодействия DDoS-атакам и zero-day эксплойтам [11, 14, 16, 19, 20].

1.2. Методы на основе правил

Экспертные системы и политики ACL позволяют формализовать накопленные знания в виде predetermined правил. Принципиальным недостатком является проблема «взрыва состояний» (state explosion) [2, 20]: число правил растёт экспоненциально с числом типов угроз и устройств. Поддержание актуальности базы правил требует значительных человеческих ресурсов и не успевает за темпом появления новых векторов атак.

1.3. Оптимизационные методы

Методы линейного и целочисленного программирования обеспечивают математически точные решения, однако имеют временную сложность $O(2^n)$ в худшем случае при числе узлов $n > 50$, что исключает их применение в реальном времени в сетях масштаба предприятия. Метаэвристические алгоритмы – генетические алгоритмы (ГА) и рой частиц (PSO) – снижают вычислительную сложность до $O(n \cdot k \cdot I)$, где k – размер популяции, I – число итераций, однако не обладают механизмом обучения на исторических данных и теряют эффективность при смене характера уязвимостей сети [3, 19, 20].

Сравнительные характеристики традиционных методов представлены в таблице 1.

Таблица 1

Сравнение традиционных методов конфигурирования сети

Метод	Время реакции	Масштабируемость	Ключевое ограничение
Ручное конфигурирование (Ansible, Netmiko)	минуты – часы	низкая	Отсутствие адаптации к новым угрозам без участия оператора
Методы на основе правил (Expert Systems, ACL)	секунды – мин	низкая	«Взрыв состояний»: экспоненциальный рост числа правил с числом угроз
Линейное и целочисленное программирование	$O(2^n)$	очень низкая	Неприменимо в реальном времени при $n > 50$ устройств
Метаэвристики (ГА, PSO)	$O(n \cdot k \cdot I)$	средняя	Отсутствие механизма обучения; потеря эффективности при смене угроз

Таким образом, традиционные методы не обеспечивают необходимого баланса между скоростью реагирования, масштабируемостью и адаптивностью к новым видам угроз и уязвимостей сетей. Применение RL в SDN (Reinforcement Learning in Software Defined Networks) позволило сократить среднее время реакции на аномалию с 4,2 с до 0,3 с по сравнению с экспертными системами, что подтверждает необходимость перехода к современным методам машинного обучения (МО).

2 Анализ применимости методов и алгоритмов МО

Задача динамического управления параметрами сети связи формализуется как задача оптимизации с ограничениями. Пусть задано множество сетевых устройств $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, множество допустимых конфигурационных параметров $C = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$ и множество наблюдаемых уязвимостей $T = \{t_1, t_2, \dots, t_k\}$. Конфигурация сети описывается вектором $x \in \mathbb{R}^m$, а целью является нахождение вектора x^* , максимизирующего агрегированную метрику защищённости:

$$x^* = \operatorname{argmax} F(x, T), \quad x \in C_{\text{допуст}}, \quad (1)$$

где $F(x, T)$ – взвешенная сумма частных показателей эффективности защиты; $C_{\text{допуст}}$ – область допустимых конфигураций, заданная ограничениями на доступность сервисов, пропускную способность и политику безопасности.

Агрегированная метрика определяется как взвешенная сумма частных показателей:

$$F(x, T) = w_1 \cdot F_1(x) + w_2 \cdot S(x) - w_3 \cdot A(x) + w_4 \cdot I(x), \quad (2)$$

где $F_1(x)$ – F1-мера корректного выбора конфигурации; $S(x)$ – масштабируемость; $A(x)$ – потеря точности при дрейфе данных (concept drift); $I(x)$ – интерпретируемость; w_1, w_2, w_3, w_4 – весовые коэффициенты ($\sum w_i = 1$).

Данная задача (1) и (2) относится к классу NP-трудных комбинаторных задач оптимизации [16]: пространство состояний растёт экспоненциально с числом устройств и параметров. В связи с этим применение методов МО является обоснованным – они позволяют строить аппроксимации целевой функции $F(x, T)$ на основе исторических данных и находить субоптимальные решения за полиномиальное время.

Помимо вычислительных преимуществ, методы МО устраняют ключевые недостатки традиционных подходов [11-16], так как у них есть:

- способность обрабатывать высокоразмерные данные сетевой телеметрии и обнаруживать скрытые закономерности в них;
- адаптация к новым паттернам атак без явного перепрограммирования правил;
- принятие решений за миллисекунды благодаря предварительно обученным моделям;
- возможность онлайн-обучения в замкнутом контуре управления сетью (применительно к методам RL).

3 Обоснование выбора методов и алгоритмов для исследования

Для исследования отобраны шесть методов МО, представляющих ключевые парадигмы, применяемые в задачах управления сетями связи [16, 19]. Каждый метод выбран на основании анализа литературы и особенностей предметной области [11-20].

3.1. Графовые нейронные сети (GNN)

Сеть по своей природе является графом: узлы – устройства, рёбра – каналы связи. GNN способны непосредственно обрабатывать графовую структуру, выполняя агрегацию признаков по соседним узлам через механизм передачи сообщений (message passing). Это позволяет модели учитывать топо-

логию сети при принятии решений о конфигурации – возможность, недостижимая для стандартных нейронных сетей. GNN эффективно применялись для задач маршрутизации и обнаружения аномалий в сетевом графе [4, 5].

3.2. AutoML и Neural Architecture Search (NAS)

AutoML/NAS автоматизируют выбор архитектуры модели МО под конкретную задачу, используя стратегии поиска (эволюционный поиск, DARTS, ENAS) в пространстве архитектур. NAS использует стратегии поиска в пространстве архитектур $A = \{a_1, a_2, \dots\}$, минимизируя ошибку валидации $a^* = \operatorname{argmin} L_{\text{val}}(a)$, $a \in A$, что позволяет находить архитектуры, превосходящие разработанные вручную [6]. Концептуальная близость к задаче автоматического подбора сетевых параметров обосновывает включение данного метода в исследование.

3.3. Генетические алгоритмы (ГА)

ГА относятся к классу эволюционных вычислений и моделируют процесс естественного отбора. Популяция кандидатных конфигураций $X(t) = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ эволюционирует через операторы скрещивания и мутации, максимизируя функцию приспособленности $f(x)$. ГА не требуют вычисления градиентов, устойчивы к многомодальным функциям $F(x, T)$ и обладают высокой интерпретируемостью результата, что важно для аудита сетевых политик.

3.4. Particle Swarm Optimization (PSO)

Алгоритм роя частиц (PSO) оптимизирует конфигурационный вектор, моделируя коллективное поведение роя. Обновление позиции частицы i описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} v_i(t+1) &= \omega \cdot v_i(t) + c_1 \cdot r_1 \cdot (p_best_i - x_i(t)) + \\ &\quad + c_2 \cdot r_2 \cdot (g_best - x_i(t)), \\ x_i(t+1) &= x_i(t) + v_i(t+1), \end{aligned} \quad (3)$$

где ω – инерционный вес; c_1, c_2 – когнитивный и социальный коэффициенты; $r_1, r_2 \in [0, 1]$ – случайные величины. PSO включён как альтернативный метод роевого интеллекта с более простой реализацией по сравнению с ГА.

3.5. Обучение с подкреплением (RL, Deep Q-Network)

RL формализует задачу выбора конфигурации как марковский процесс принятия решений (MDP): $\langle S, A, P, R, \gamma \rangle$, где S – пространство состояний сети; A – пространство действий (доступных конфигураций); $P(s'|s, a)$ – функция переходов; $R(s, a)$ – функция вознаграждения; γ – коэффициент дисконтирования. Агент обучается политике $\pi: S \rightarrow A$, максимизирующей кумулятивную дисконтированную награду: $G_t = \sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k \cdot R(s_{t+k}, a_{t+k})$.

В реализации DQN аппроксиматор Q-функции – нейронная сеть $Q(s, a; \theta)$, обновляемая по правилу Беллмана:

$$L(\theta) = E[(r + \gamma \max_{a'} Q(s', a'; \theta) - Q(s, a; \theta))^2], \quad (4)$$

где θ – веса целевой (замороженной) сети.

RL является единственным из рассматриваемых методов, способным к онлайн-обучению в замкнутом контуре управления сетью без заранее размеченных данных [7].

3.6. Гибридный подход (RL + GNN)

Гибридная модель объединяет представление состояния сети в виде графа (GNN) с механизмом принятия решений RL. Состояние s_t кодируется GNN $h_v = AGG(\{f_u : u \in N(v)\})$ через агрегацию признаков по соседним узлам, после чего агрегированный вектор $h_G = READOUT(\{h_v : v \in V\})$ подаётся на вход нейросети политики RL-агента. Данный подход позволяет учитывать как топологию (GNN), так и динамику угроз (RL). В работе [8] гибридный RL+GNN с причинным выводом продемонстрировал наилучшие результаты по QoS среди всех сравниваемых методов в SDN-сетях, что обосновывает его включение в исследование.

4 Критерии оценки эффективности алгоритмов и их формализация

Для объективного сравнения методов согласно (1)-(4) разработана система критериев оценки, опирающаяся на стандартные метрики машинного обучения и специфические характеристики сетевой безопасности. Критерии точности (Acc , P , R , $F1$) являются стандартными в задачах классификации и позволяют оценить корректность выбора конфигурации; критерии практической применимости (S , t , A) определяют пригодность метода для развёртывания в реальных сетях; критерий интерпретируемости I важен для аудита и принятия решений.

Обозначения: TP – число верно классифицированных угроз; TN – верно отвергнутые ложные тревоги; FP – ложные срабатывания; FN – пропущенные реальные угрозы. Метрики и их формулы приведены в таблице 2.

Таблица 2

Критерии оценки методов машинного обучения

Критерий	Определение	Метрика / формула расчёта	Диапазон значений
Точность прогнозирования (Acc)	Доля верно определённых конфигураций к общему числу примеров	$Acc = (TP+TN)/(TP+TN+FP+FN)$	0–1 (чем выше, тем лучше)
Точность ($Precision$)	Доля релевантных конфигураций среди предсказанных позитивных	$P = TP/(TP+FP)$	0–1
Полнота ($Recall$)	Доля верно обнаруженных угроз среди всех реальных	$R = TP/(TP+FN)$	0–1
$F1$ -мера	Гармоническое среднее точности и полноты	$F1 = 2 \cdot P \cdot R / (P+R)$	0–1
Масштабируемость (S)	Сохранение производительности при росте числа узлов N	$S(N) = T(1)/T(N) \cdot N$	Идеал $S=1$
Скорость обучения (t , мин)	Время до сходимости на стандартном стенде*	$t = \sum(t_i), i=1..E$	Меньше – лучше
Адаптивность (A)	Снижение $F1$ при смене распределения данных	$A = F1_{before} - F1_{after}$	Меньше – лучше
Интерпретируемость (I)	Экспертная оценка прозрачности модели	Шкала 1–10 (опрос экспертов)	10 – полностью прозрачна

*Стандартный стенд для проведения экспериментов: CPU Intel Core i7-12700 (12 ядер, 2.1 ГГц), RAM 32 Гб DDR5, GPU NVIDIA RTX 3060 12 Гб, ОС Ubuntu 22.04, PyTorch 2.1. Размер обучающей выборки – 50 000 сетевых событий.

Метрика масштабируемости $S(N) = T(1)/(N \cdot T(N))$, где $T(1)$ – время обработки одного узла, $T(N)$ – среднее время на узел при N узлах сети. Значение $S=1$ соответствует идеальной линейной масштабируемости.

5 Сравнительный анализ алгоритмов по критериям оценки их эффективности

Значения метрик получены на наборах данных NSL-KDD (125 973 обучающих примера) и CICIDS-2017 (2 830 743 примера). Результаты усреднены по 5-кратной кросс-валидации; для RL-методов – после 500 эпизодов обучения. Сводные результаты представлены в таблице 3.

Таблица 3

Сравнительные характеристики алгоритмов

Алгоритм	Acc, %	P, %	R, %	F1, %	S(N)	t, мин	I
GNN	85	84	86	85	0.78	42	5
AutoML/NAS	78	77	79	78	0.65	68	6
ГА	72	71	73	72	0.55	25	8
Рой частиц (PSO)	68	67	70	68	0.60	22	8
RL (DQN)	88	87	89	88	0.80	55	3
Гибрид (RL+GNN)	92	91	93	92	0.78	70	4

На рисунке 1 представлено сравнение метрик точности всех рассматриваемых алгоритмов.

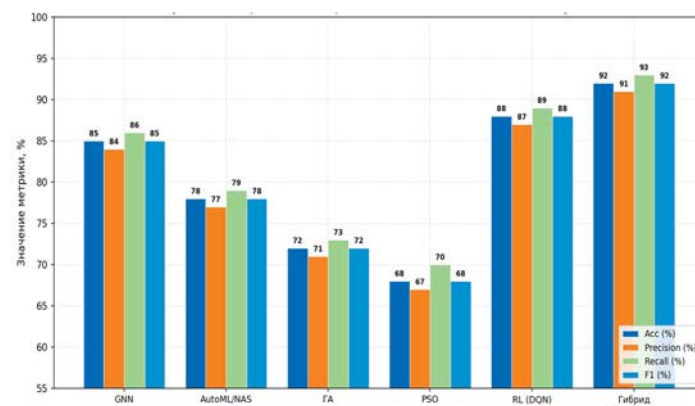


Рис. 1. Сравнение метрик точности рассматриваемых алгоритмов

Гибридный подход RL+GNN, как видно из рисунка 1, демонстрирует наивысшие значения по всем метрикам точности ($Acc=92\%$, $F1=92\%$), что объясняется синергетическим эффектом: GNN обеспечивает качественное представление топологии сети, а RL – адаптивную политику реагирования. Алгоритм RL (DQN) занимает второе место по точности ($Acc=88\%$).

На рисунке 2 отображена сравнительная масштабируемость алгоритмов.

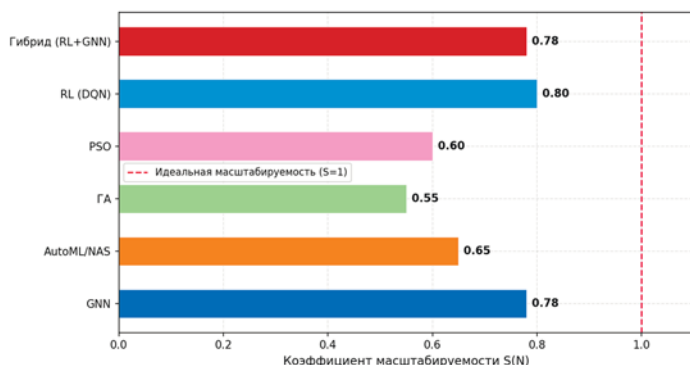


Рис. 2. Масштабируемость рассматриваемых алгоритмов

Алгоритм RL (DQN) демонстрирует наилучшую масштабируемость ($S=0.80$), что делает его наиболее перспективным для крупных сетей. Генетические алгоритмы и PSO характеризуются наиболее низкой масштабируемостью ($S=0.55-0.60$).

На рисунке 3 показано соотношение скорости обучения и интерпретируемости алгоритмов.

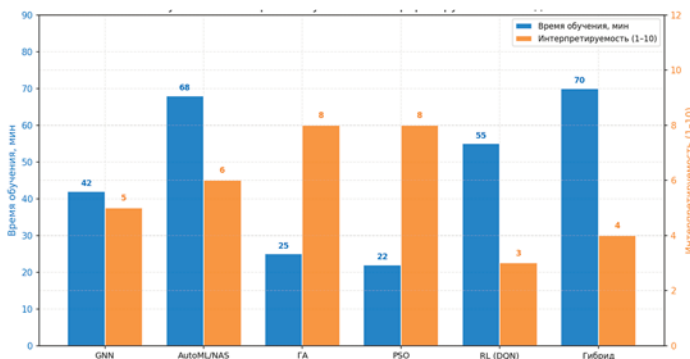


Рис. 3. Скорость обучения и интерпретируемость рассматриваемых алгоритмов

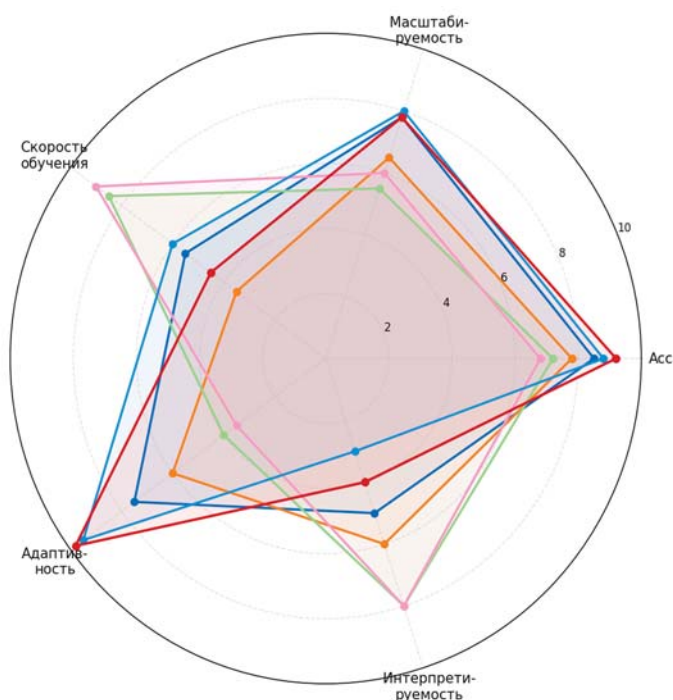


Рис. 4. Радарная диаграмма комплексного сравнения алгоритмов

Генетические алгоритмы и PSO обеспечивают минимальное время обучения (25 и 22 минуты соответственно) и максимальную интерпретируемость ($I=8$), что оправдывает их применение в сценариях с ограниченными вычислительными ресурсами.

Комплексное сравнение всех алгоритмов по пяти ключевым критериям представлено на радарной диаграмме (рис. 4).

Радарная диаграмма наглядно демонстрирует, что ни один алгоритм не является оптимальным по всем критериям одновременно. Наибольший разрыв между алгоритмами наблюдается по критерию адаптивности: гибридный подход и RL демонстрируют потерю $F1$ менее 3% при *concept drift*, тогда как ГА и PSO – до 12%.

6 Описание гиперпараметров выбранных алгоритмов

6.1 Гиперпараметры графовых нейронных сетей (GNN)

Качество работы GNN в значительной мере определяется правильным выбором архитектурных гиперпараметров. В таблице 4 приведены ключевые гиперпараметры GNN с обоснованием их выбора.

Для настройки гиперпараметров применяется метод байесовской оптимизации:

$$\theta^* = \operatorname{argmin} E[L_{\text{val}}(\theta)], \quad (5)$$

что позволяет эффективно исследовать пространство гиперпараметров за меньшее число итераций по сравнению с grid search или random search.

Таблица 4

Гиперпараметры графовых нейронных сетей

Гиперпараметр	Обозначение	Типовое значение	Назначение
Число слоёв	L	3–4	Определяет глубину агрегации информации о соседях; $L=k$ позволяет учитывать k -окрестность узла
Размерность скрытого слоя	d_h	64–2	Вектор признаков узла после агрегации; больше – точнее, но дольше обучается
Скорость обучения	η	$1e-3 - 1e-4$	Шаг градиентного спуска; слишком большой – расходимость, слишком малый – медленная сходимость
Dropout		0.3–0.5	Регуляризация для предотвращения переобучения на малых графах сети
Размер батча	B	32–128	Число подграфов в одном шаге оптимизации
Тип агрегации	AGG	mean / max / sum	Способ объединения признаков соседних узлов (mean – устойчив к шуму)

6.2 Гиперпараметры метода обучения с подкреплением (DQN)

Обучение агента DQN чувствительно к выбору гиперпараметров, особенно к коэффициенту дисконтирования γ и стратегии ϵ -greedy. Таблица 5 содержит полный перечень параметров с обоснованием типовых значений.

Таблица 5

Гиперпараметры алгоритма Deep Q-Network (DQN)

Гиперпараметр	Обозначение	Типовое значение	Назначение
Коэффициент дисконтирования	γ	0.95–0.99	Определяет «горизонт планирования»; $\gamma \rightarrow 1$ – агент учитывает долгосрочные награды
Скорость обучения	α	1e-4 – 1e-3	Шаг обновления весов нейросети политики
ϵ -жадная стратегия	ϵ	1.0 $\rightarrow$ 0.01	Начальное значение и минимум; управляет балансом исследования/эксплуатации
Скорость убывания ϵ	ϵ_{decay}	0.995	Темп перехода от случайных к оптимальным действиям
Размер буфера опыта	$ D $	10 000 – 100 000	Число хранимых переходов (s, a, r, s') для обучения без корреляций
Размер минибатча	B	32–64	Число случайно извлекаемых переходов за один шаг обновления
Частота обновления целевой сети	C	100–1000 шагов	Снижает нестабильность обучения за счёт задержки обновлений целевых весов

Функция вознаграждения $R(s,a)$ для задачи выбора конфигурации сети:

$$R(s,a) = \alpha \cdot \Delta F1 - \beta \cdot \Delta t - \lambda \cdot \Delta C_overhead, \quad (6)$$

где $\Delta F1$ – прирост $F1$ -меры после применения конфигурации a в состоянии s ; Δt – изменение задержки сети; $\Delta C_overhead$ – изменение вычислительной нагрузки; α, β, λ – весовые коэффициенты приоритетов системы.

6.3 Гиперпараметры эволюционных алгоритмов

Для генетического алгоритма ключевыми параметрами являются: размер популяции k (50–200 особей), вероятность скрещивания $p_c = 0.7–0.9$, вероятность мутации $p_m = 0.01–0.05$, число поколений $G = 100–500$. Размер популяции k выбирается из условия $k \geq 5 \cdot m$, где m – размерность вектора конфигурации.

Для PSO инерционный вес ω линейно убывает от $\omega_{max}=0.9$ до $\omega_{min}=0.4$, что обеспечивает широкое исследование на начальных итерациях и точную сходимость на финальных. Стандартные значения: $c_1=c_2=2.0$, $|p_{roy}|=30–100$ частиц.

7 Анализ динамики сходимости алгоритмов

Динамика сходимости характеризует скорость достижения стабильного значения целевой метрики [12, 16]. Для оценки сходимости вводится метрика $C(e)$ – значение $F1$ -меры на валидационной выборке после e эпох обучения. Критерий остановки:

$$|C(e) - C(e-\Delta)| / \Delta < \epsilon_{conv}, \quad (7)$$

где $\Delta=10$ эпох, $\epsilon_{conv}=0.001$. Кривые сходимости методов представлены на рисунке 5.

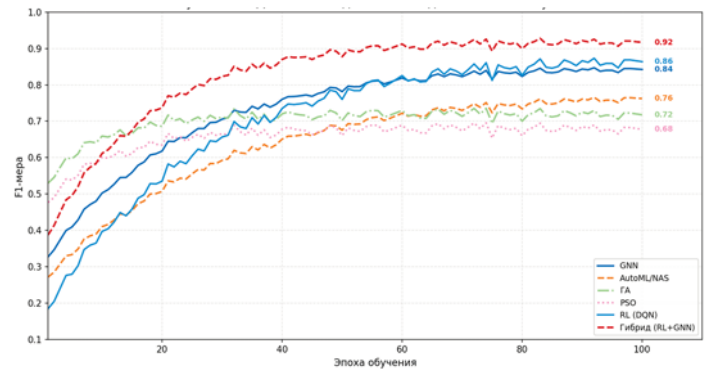


Рис. 5. Динамика сходимости рассматриваемых алгоритмов

Гибридный подход RL+GNN достигает уровня $F1=0.90$ на ~50-й эпохе и стабилизируется на $F1=0.92$ к ~60-й эпохе. RL-агент (DQN) сходится к $F1=0.88$ к ~70-й эпохе; характерен выраженный «исследовательский» период (эпохи 1–30) с $\epsilon \approx 1.0$, в котором $F1$ растёт медленно. GNN демонстрирует плавную монотонную сходимость к $F1=0.85$ к ~80-й эпохе. Эволюционные методы (ГА, PSO) сходятся быстрее по числу итераций, но к существенно меньшим значениям $F1$ (0.68–0.72).

Стандартное отклонение $\sigma(F1)$ по 5 независимым запускам: гибрид RL+GNN – $\sigma=0.008$; RL – $\sigma=0.012$; GNN – $\sigma=0.006$; ГА – $\sigma=0.018$; PSO – $\sigma=0.021$, что свидетельствует о более высокой стохастичности эволюционных алгоритмов по сравнению с градиентными.

8 Исследование эффективности рассматриваемых алгоритмов при защите от различных типов уязвимостей

Практическая применимость алгоритма определяется не только агрегированными метриками точности, но и его эффективностью при противодействии конкретным типам угроз [27]. В таблице 6 представлено соответствие наиболее подходящих алгоритмов для различных типов уязвимостей.

Таблица 6

Соответствие наиболее подходящих алгоритмов для различных типов уязвимостей

Тип уязвимости	Алгоритм	F1, %	Время реакции	Обоснование выбора
DDoS-атаки	RL (DQN), Гибрид RL+GNN	92–94	< 1 с	Непрерывная оптимизация трафика в реальном времени; RL реагирует на изменение потоков
Внедрение вредоносного ПО	Гибрид RL+GNN, GNN	88–91	2–5 с	Граф зависимостей процессов; GNN выявляет аномальные связи между узлами
Сетевые атаки (MitM, спуфинг)	RL, GNN	88–90	< 1 с	Быстрое перенаправление маршрутов; RL – управление политикой маршрутизации

Эксплуатация CVE-уязвимостей	Гибрид RL+GNN, RL	85–89	5–15 с	Патч-менеджмент требует глобальной оптимизации конфигурации
Инсайдерские угрозы	GNN, Гибрид RL+GNN	78–86	10–30 с	Анализ поведения пользователей через граф взаимодействий; выявление аномалий

Тепловая карта на рисунке 6 визуализирует $F1$ -меру каждого метода для каждого типа уязвимости, что позволяет наглядно выявить области наилучшей и наихудшей применимости.

DDoS-атаки требуют немедленной адаптации правил фильтрации. RL-агент в замкнутом контуре управления SDN-контроллером способен перераспределять трафик за доли секунды. Гибрид RL+GNN дополнительно учитывает топологию сети при маршрутизации, достигая $F1=0.94$.

При анализе инсайдерских угроз GNN эффективно выявляет аномальные подграфы, соответствующие нетипичным последовательностям доступа к ресурсам. Более низкие значения $F1$ (0.78–0.86) объясняются высокой степенью пересечения паттернов легитимных и вредоносных действий.

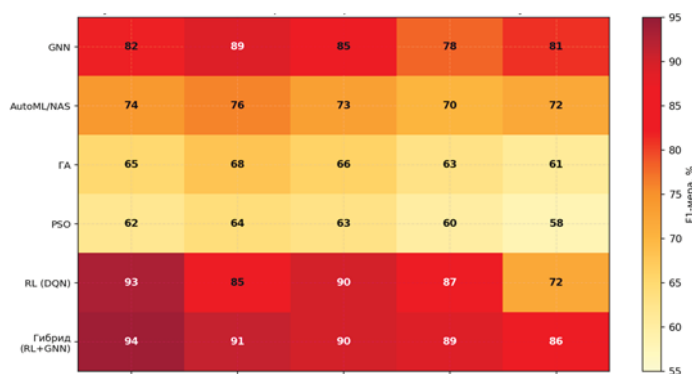


Рис. 6. Тепловая карта $F1$ -меры: алгоритм vs типы уязвимостей

Таким образом, ни один из рассмотренных алгоритмов не является оптимальным для всех сценариев. Результаты подтверждают гипотезу о необходимости разработки специализированного гибридного подхода, адаптированного к многокритериальному выбору конфигурации сети при наличии разнородных типов уязвимостей.

9 Выводы

В результате проведенного исследования получены следующие основные результаты.

Формализована постановка задачи динамического управления параметрами сети связи как задачи оптимизации $x^* = \arg\max F(x, T)$. Показано, что задача относится к классу NP-трудных, что обосновывает применение современных алгоритмов. Выявлены принципиальные ограничения традиционных методов (экспоненциальный рост числа правил, отсутствие механизма обучения на данных, неприемлемое время реакции), которые преодолеваются современными алгоритмами. Проведено обоснование выбора шести алгоритмов для экспериментальной оценки эффективности динамического управления параметрами сети связи: GNN, AutoML/NAS, GA,

PSO, RL/DQN, гибридный RL+GNN). Для каждого алгоритма приведена формализация и описаны ключевые гиперпараметры. Разработана система критериев оценки (Acc , P , R , $F1$, S , t , A , I) с диапазонами значений и обоснованием выбора. Указан стандартный тестовый стенд.

По результатам сравнительного анализа было установлено, что гибридный подход RL+GNN демонстрирует наилучшие значения точности ($F1=0.92$) и устойчивость к *concept drift* ($A<3\%$), а RL/DQN – наилучшую масштабируемость ($S=0.80$). Исследована специфика применения алгоритмов для различных типов уязвимостей. Показано что RL и гибридный RL+GNN наиболее эффективны при DDoS-атаках и сетевых вторжениях ($F1=0.88-0.94$); GNN – для инсайдерских угроз и вредоносного ПО ($F1=0.85-0.91$).

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор в пользу гибридного метода RL+GNN в качестве базового для дальнейших модификаций. Основным направлением дальнейших исследований является разработка специализированной функции вознаграждения $R(s,a)$, адаптированной к многокритериальному выбору конфигурации сети при наличии разнородных типов уязвимостей, и реализация соответствующего алгоритмического и программного обеспечения.

Литература

1. Brighenti D. et al. Automation for network security configuration: state of the art and research trends // ResearchGate. 2023. URL: <https://www.researchgate.net/publication/373207011> (дата обращения: 28.06.2025).
2. Leokhin Y., Fatkhulin T. Development of a Mathematical Model for Analysis of the Information Structure of a Software-Defined Optical Network // 2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russian Federation, 2023, pp. 1-10, DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092172.
3. He Z. et al. Challenges in SDN scalability: a machine learning perspective // Frontiers in Computational Neuroscience. 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (дата обращения: 29.06.2025).
4. Jiang X. et al. Graph-based machine learning for network security automation // Applied Sciences. 2023. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/23/12718> (дата обращения: 29.06.2025).
5. Jaskierny W., Kotulski L. Automated network functions: a machine learning approach // Applied Sciences. 2023. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/23/12718> (дата обращения: 30.06.2025).
6. AutoML in cybersecurity: a systematic literature review // Artificial Intelligence Review. 2024. URL: <https://link.springer.com/article/10.1007/s10462-024-11058-w> (дата обращения: 30.06.2025).
7. Rahman M. et al. Software-defined networking for adaptive video streaming: a machine learning approach // Frontiers in Computational Neuroscience. 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (дата обращения: 28.06.2025).
8. He Z. et al. Optimizing network performance with machine learning: a comparative study // Frontiers in Computational Neuroscience. 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (дата обращения: 30.06.2025).
9. Демидов С.Н., Левченко В.А. Алгоритм адаптивного подбора сетевой конфигурации для улучшения производительности //

Известия высших учебных заведений. Электроника. 2021. № 2. С. 132-140.

10. Лавров А.В. Методы интеллектуальной поддержки принятия решений при выборе конфигурации сетевой инфраструктуры // Учёные записки Петрозаводского государственного университета. 2022. № 3. С. 98-106.

11. Fatkhulin T., Leokhin Y., Dymkova S. Researching the Efficiency of Source Code Defect Prediction Using a Modified XGBoost Algorithm // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-6, DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553780.

12. Leokhin Y., Fatkhulin T., Dymkova S. Modification of the XGBoost Machine Learning Algorithm for Sales Forecasting // 2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-9, DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553841.

13. Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д., Зозуля И.С. Разработка методов и алгоритмов решения задач управления в организационных системах торговых компаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №3. С. 43-52.

14. Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д., Мяличева А. А. Методы прогнозирования дефектов в программных продуктах на основе ретроспективной и текущей информации // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №1. С. 52-59.

15. Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д., Зозуля И.С. Методы и алгоритмы интеллектуальной поддержки принятия управленческих решений в организационных системах торговых компаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №12. С. 44-50.

16. Леохин Ю.Л., Дымкова С.С., Фатхулин Т.Д. Методы машинного обучения в прикладных задачах прогнозирования динамично изменяющихся данных // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №8. С. 49-63.

17. Leokhin Y., Fatkhulin T., Boitsov K. Computer Vision Methods in Applied Problems of Classifying Objects in Images // 2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-10, DOI: 10.1109/WECONF65186.2025.11017109.

18. Вишневский В.М., Леохин Ю.Л., Фатхулин Т.Д., Занегин А.В. Методы машинного обучения в решении задачи прогнозирования спроса на отдельные виды товаров // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №10. С. 34-43.

19. Leokhin Y.L., Fatkhulin T.D. Approach to Estimating the Probability of Providing "Cloud" Services in the SDN // 2020 Systems of

Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-9, DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078593.

20. Leokhin Y.L., Fatkhulin T.D. Evaluation of Service Availability in Software-Defined Optical Network // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-6, DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416122.

21. Дымкова С.С. Методы анализа показателей публикационной активности университетов по дисциплине «Радиотехника» // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG. 2022.

22. Дымкова С.С. Разработка информационной системы для продвижения результатов научных исследований // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 7. С. 38-41.

23. Fayzullin R.R., Lerner I.M., Solodukho N.M., Dymkova S.S., Il'in Kazan V.I. Formation of a competency model in teaching students of technical universities with hearing impairment, which implements a conveyor-based approach to learning // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488367.

24. Dymkova S.S., Dymkov A.D. Multifactorial methodology of cycling routes time calculation based on 3D maps // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. 2021. С. 9416046.

25. Dymkova S.S., Dymkov A.D. Synchronizing of moving object with novel 3D maps imaging // В сборнике: 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020. 2020. С. 9166029.

26. Dymkova S.S. The increase 'visibility' of scientific research results in the framework of international conference Synhroinfo // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. 2018. С. 8456996.

27. Khadonova S.V., Ufimtsev A.V., Dymkova S.S. Wide application innovative monitoring system with personal smart devices // В сборнике: 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020. 2020. С. 9166115.

28. Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Mytenkov S.S. Features of supporting decision making in modern enterprise infocommunication systems // Т-Comm. 2019. Т. 13. № 3. С. 71-74.

29. Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Statev V.Yu. Classification of personal data security threats in information systems // Т-Comm. 2020. Т. 14. № 1. С. 56-60.

RESEARCHING METHODS FOR DYNAMIC CONTROL OF COMMUNICATION NETWORK PARAMETERS

Yuri L. Leokhin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, y.l.leokhin@mtuci.ru
Svetlana S. Dymkova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, s.s.dymkova@mtuci.ru
Timur D. Fatkhulin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, t.d.fatkhulin@mtuci.ru
Artem A. Kireev, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, y.l.leokhin@mtuci.ru

Abstract

The article considers the problem of dynamic control of the parameters of a modern communication network, which is often built using heterogeneous equipment and operating protocols. The objective of the study is to improve the efficiency of managing the parameters of a communication network. The tasks that allow achieving the specified goal are defined. The limitations of traditional methods of dynamic control of the parameters of communication networks are analyzed. The applicability of modern high-tech methods and algorithms that allow dynamic control of the parameters of a communication network is studied. The criteria for evaluating the effectiveness of the algorithms under consideration are defined. A comparison of the algorithms according to the selected effectiveness criteria was conducted, as a result of which the most suitable algorithms for dynamic control of the parameters of a communication network were determined. An analysis of the convergence dynamics of the algorithms was also carried out to substantiate the obtained results. The effectiveness of the algorithms under consideration was studied under the influence of various factors on the communication network. Finally, conclusions are drawn on the applicability of a particular algorithm for improving the efficiency of managing the parameters of a communication network, and a vector for further research is determined. The object of the study is the parameters of a communication network. The subject of the study are algorithms that provide effective dynamic control of the parameters of a communication network. The methodological basis of the study is made up of methods of comparative analysis, conducting experiments using electronic computers, critical evaluation of the obtained results, as well as the method of generalization.

Keywords: Methods, algorithms, parameters, dynamic control, communication networks, efficiency.

References

- [1] D. Brighenti et al., "Automation for network security configuration: state of the art and research trends," ResearchGate, 2023. URL: <https://www.researchgate.net/publication/373207011> (Date of access: 28.06.2025).
- [2] Y. Leokhin and T. Fatkhulin, "Development of a Mathematical Model for Analysis of the Information Structure of a Software-Defined Optical Network," *2023 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russian Federation, 2023, pp. 1-10, DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092172.
- [3] Z. He et al., "Challenges in SDN scalability: a machine learning perspective," *Frontiers in Computational Neuroscience*, 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (Date of access: 29.06.2025).
- [4] X. Jiang et al., "Graph-based machine learning for network security automation," *Applied Sciences*, 2023, Vol. 13, no. 23. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/23/12718> (Date of access: 29.06.2025).
- [5] W. Jaskierny, L. Kotulski, "Automated network functions: a machine learning approach," *Applied Sciences*, 2023, Vol. 13, no. 23. URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/23/12718> (Date of access: 30.06.2025).
- [6] "AutoML in cybersecurity: a systematic literature review," *Artificial Intelligence Review*, 2024. URL: <https://link.springer.com/article/10.1007/s10462-024-11058-w> (Date of access: 30.06.2025).
- [7] M. Rahman et al., "Software-defined networking for adaptive video streaming: a machine learning approach," *Frontiers in Computational Neuroscience*, 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (Date of access: 28.06.2025).
- [8] Z. He et al., "Optimizing network performance with machine learning: a comparative study," *Frontiers in Computational Neuroscience*, 2024. URL: <https://www.frontiersin.org/journals/computational-neuroscience/articles/10.3389/fncom.2024.1393025/full> (Date of access: 30.06.2025).
- [9] S. N. Demidov, V. A. Levchenko, "Algorithm for adaptive selection of network configuration to improve performance," *News of higher educational institutions. Electronics*, 2021, no. 2, pp. 132-140. (in Russian)
- [10] A. V. Lavrov, "Methods of intelligent decision support when choosing a network infrastructure configuration," *Scientific Notes of Petrozavodsk State University*, 2022, no. 3, pp. 98-106. (in Russian)
- [11] T. Fatkhulin, Y. Leokhin and S. Dymkova, "Researching the Efficiency of Source Code Defect Prediction Using a Modified XGBoost Algorithm," *2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-6, DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553780.
- [12] Y. Leokhin, T. Fatkhulin and S. Dymkova, "Modification of the XGBoost Machine Learning Algorithm for Sales Forecasting," *2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-9, DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553841.
- [13] Yu. L. Leokhin, S. S. Dymkova, T. D. Fatkhulin, I. S. Zozulya, "Development of Methods and Algorithms for Solving Management Problems in Organizational Systems of Trading Companies," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 3, pp. 43-52. (in Russian)

- [14] Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, A.A. Myalicheva, "Methods of predicting defects in software products based on retrospective and current information," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 1, pp. 52-59. (in Russian)
- [15] Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, I.S. Zozulya, "Methods and algorithms of intellectual support for making management decisions in organizational systems of trading companies," *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.12, pp. 44-50. (in Russian)
- [16] Yu.L. Leokhin, S.S. Dymkova, T.D. Fatkhulin, "Machine learning methods in applied problems of forecasting dynamically changing data", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.8, pp. 49-63. (in Russian)
- [17] Y. Leokhin, T. Fatkhulin and K. Boitsov, "Computer Vision Methods in Applied Problems of Classifying Objects in Images," *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-10, DOI: 10.1109/WECONF65186.2025.11017109.
- [18] V.M. Vishnevsky, Yu.L. Leokhin, T.D. Fatkhulin, A.V. Zanegin, "Machine learning methods in solving the problem of forecasting demand for specific types of goods," *T-Comm*, vol. 18, no. 10, pp. 34-43. (in Russian)
- [19] Y. L. Leokhin and T. D. Fatkhulin, "Approach to Estimating the Probability of Providing "Cloud" Services in the SDN," *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-9, DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078593.
- [20] Y. L. Leokhin and T. D. Fatkhulin, "Evaluation of Service Availability in Software-Defined Optical Network," *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-6, DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416122.
- [21] S. S. Dymkova, "Methods of indicators analysing for universities publication activity by discipline "Radio engineering"," *2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG*. 2022.
- [22] S. S. Dymkova, "Development of information system for promoting scientific researce results," *T-Comm*. 2017. Vol. 11. No. 7, pp. 38-41.
- [23] R. R. Fayzullin, I. M. Lerner, N. M. Solodukho, S. S. ymkova, V. I. Il'in, "Kazan Formation of a competency model in teaching students of technical," *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings*. 2021. P. 9488367.
- [24] S. S. Dymkova, A. D. Dymkov, "Multifactorial methodology of cycling routes time calculation based on 3D maps," *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings*. 2021. P. 9416046.
- [25] S. S. Dymkova, A. D. Dymkov, "Synchronizing of moving object with novel 3D maps imaging," *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO*. 2020. P. 9166029.
- [26] S. S. Dymkova, "The increase 'visibility' of scientific research results in the framework of international conference Synhroinfo," *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO*. 2018. P. 8456996.
- [27] S. V. Khadonova, A. V. Ufimtsev, S. S. Dymkova, "Wide application innovative monitoring system with personal smart devices," *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO*. 2020. P. 9166115.
- [28] S. V. Pavlov, V. A. Dokuchaev, V. V. Maklachkova, S. S. Mytenkov, "Features of supporting decision making in modern enterprise infocommunication systems," *T-Comm*. 2019. Vol. 13. No. 3, pp. 71-74.
- [29] V. A. Dokuchaev, V. V. Maklachkova, V. Yu. Statev, "Classification of personal data security threats in information systems," *T-Comm*. 2020. Vol. 14. No. 1, pp. 56-60.

Information about authors:

Yuri L. Leokhin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Dpt. of MC and IT, Dr. Sc. (Tech.), Moscow, Russia. orcid.org/0000-0003-3321-4497

Svetlana S. Dymkova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Candidate Sc. (Tech.), Moscow, Russia. orcid.org/0000-0003-1945-9850

Timur D. Fatkhulin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Dpt. of IDA, Docent, Candidate Sc. (Tech.), Moscow, Russia. orcid.org/0000-0003-0998-1055

Artem A. Kireev, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Dpt. of MC and IT, master's student, Moscow, Russia. orcid.org/0009-0005-0531-1830

GENERATING LOW-RCS SPARSE WIRE GRID ANTENNAS USING NEW MODIFICATION OF OPTIMAL CURRENT GRID APPROXIMATION

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-54-65

Manuscript received 04 April 2026;
Accepted 12 July 2026

Xuan Ba Trinh,
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
(TUSUR), Tomsk, Russia, xuanba6420@gmail.com

Talgat R. Gazizov,
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
(TUSUR), Tomsk, Russia, talgat.r.gazizov@tusur.ru

Keywords: optimal current grid approximation, method of moments, wire grid, sparse antenna, radar cross section

Simultaneously reducing the mass and radar cross section (RCS) of an antenna is a design challenge that has attracted considerable attention in recent research. This study proposes the Low-RCS Optimal Current Grid Approximation (L-RCS-OCGA) aimed at simultaneously reducing both the mass and the RCS while preserving the fundamental radiation characteristics. The proposed approach sparsifies a wire grid (WG) antenna by eliminating wires that contribute weakly to the radiation field and strongly to the backscattered field, and then restores connectivity among disconnected components by reconnecting through wires with the smallest contribution to the scattered field. This represents the modification made for the first time in the OCGA family to incorporate scattering awareness into both the wire-elimination and reconnection steps. L-RCS-OCGA was validated by both simulation and measurement on a WG trihedral corner reflector antenna operating at 6 GHz, with the monostatic RCS examined over the 5-8 GHz band for both $-$ polarized and right-hand circularly polarized (RHCP) incident waves. The representative sparse antenna is 2.12 times lighter than the original one, with an average RCS reduction at boresight of 6.73 dB in simulation, 8.16 dB in measurement for $-$ polarized incidence and 10.3 dB in simulation for the total RHCP component, while the fundamental radiation characteristics remain close to those of the original antenna. L-RCS-OCGA, therefore, achieves simultaneous mass and RCS reduction, making it particularly suitable for platforms with stringent payload constraints.

Information about authors:

Xuan Ba Trinh, Ph.D. Student, TUSUR, Tomsk, Russia. ORCID: 0009-0000-5711-5878

Talgat R. Gazizov, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Head of Department, TUSUR, Tomsk, Russia. ORCID: 0009-0000-6287-1117

Для цитирования:

Чинь С. Б., Газизов Т. Р. Создание разреженных проводно-сеточных антенн с уменьшенной ЭПР, используя новую модификацию аппроксимации оптимальной токовой сеткой // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 54-65.

For citation:

X. B. Trinh, T. R. Gazizov, "Generating low-RCS sparse wire grid antennas using new modification of optimal current grid approximation," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 8, pp. 54-65.

1. Introduction

Antennas play an essential role in many modern fields, ranging from wearable smart devices [1], medical Internet of Things devices [2], to satellite communications [3]. Along with this diversity of applications, the requirements imposed on antennas have become increasingly stringent, particularly in terms of mass and scattering behavior. On the one hand, antenna mass needs to be reduced in order to be compatible with systems that are limited in payload and installation space. On the other hand, the antenna must exhibit a low radar cross section (RCS) to enhance the stealth performance of the overall system [4, 5]. Meeting these two requirements simultaneously is a non-trivial design challenge.

A number of recent studies have proposed approaches for reducing the antenna RCS based on metasurfaces [6-8], frequency-selective surfaces [9, 10], radar-absorbing materials [11], and characteristic mode analysis [12, 13], and have achieved notable performance. However, these approaches typically require the integration of auxiliary structures or additional design steps, which leads to an increase in the system complexity and overall mass. In several cases, the additional structures involved also degrade the antenna radiation performance [11, 14]. Therefore, an approach that can reduce the RCS without introducing additional materials or auxiliary structures would offer a clear practical advantage, especially for platforms with stringent mass constraints.

A promising candidate in this direction is the sparsification of wire grid (WG) structures by means of the optimal current grid approximation (OCGA), which has been developed in recent studies [15-19]. OCGA relies on the method of moments (MoM) [20] to determine the current distribution over the wires, and then removes the wires that carry small currents, since they contribute insignificantly to the radiation characteristics. Existing studies have demonstrated that OCGA can significantly reduce the mass of the WG antenna while preserving its main radiation characteristics. However, the wire-elimination criterion adopted in those studies relies only on the contribution of each wire to the radiation, and does not consider its contribution to the scattered field of the antenna. As a result, the potential of OCGA-based sparsification for reducing the RCS has not yet been systematically exploited and assessed.

In addition, an issue that arises when applying OCGA is that the resulting sparse structure may be split into separate, disconnected components, which complicates fabrication. To address this issue, several OCGA modifications have been proposed in the direction of restoring some of the previously eliminated wires in order to reconnect these separate components; they include near-connecting OCGA (NCOCGA) [16] and maximum current-based OCGA (MCOCGA) [17]. In these modifications, the wires to be restored are selected based on the criterion of the number of wires required for the reconnection, or on the magnitude of the currents on the wires associated with the radiation, without considering their contribution to the scattered field.

In order to simultaneously address the two gaps identified above, this work proposes a sparsification approach for WG antennas, named Low-RCS Optimal Current Grid Approximation (L-RCS-OCGA), which allows the mass and the RCS of the antenna to be simultaneously reduced while preserving its basic radiation characteristics. The approach consists of the following

two components. First, the wire-elimination criterion is extended to account for the contribution of each wire to the scattered field, thereby enabling a deliberate RCS reduction. Second, the reconnection mechanism gives priority to wires with smaller contributions to the scattered field, ensuring fabrication feasibility without compromising the RCS reduction. The effectiveness of L-RCS-OCGA was verified through simulation and measurement on a triangular trihedral corner reflector (TCR) WG antenna [21, 22] operating at 6 GHz, with the monostatic RCS examined over the 5-8 GHz frequency band for both linearly and circularly polarized incident waves.

The remainder of this article is organized as follows. Section 2 elaborates on the proposed L-RCS-OCGA approach. Section 3 applies the approach to a TCR WG antenna and presents the simulation results. Section 4 reports the experimental results obtained on the fabricated prototypes. Section 5 discusses the implications and limitations of the proposed approach, and Section 6 concludes the work.

2. Low-RCS Optimal Current Grid Approximation

The main idea of the L-RCS-OCGA approach consists in the following. Applying OCGA eliminates the wires that have little influence on the radiation field, thereby reducing the mass of the antenna while preserving its basic radiation characteristics. In this work, we generate a set of different sparse antennas and choose two, hereinafter called the Base and Reference antennas. Then, we sparsify the Base antenna by eliminating the wires that have a strong influence on the scattered field of this antenna, thereby simultaneously reducing both its RCS and mass. The degree of degradation of the radiation characteristics is controlled by the Reference antenna. After this sparsification, disconnected wire components are reconnected by means of a reconnection mechanism that gives priority to the wires with smaller contributions to the scattered field, without compromising the RCS reduction. The L-RCS-OCGA approach consists of three steps, as illustrated in Fig. 1.

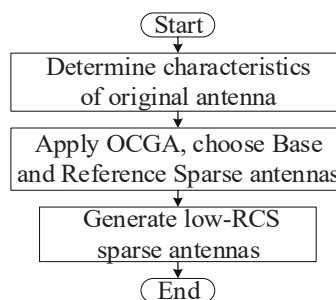


Fig. 1. Overall L-RCS-OCGA flowchart

In step 1, the antenna is analyzed by MoM [20] with pulse basis functions. Each wire of the WG is represented by a segment, while the excitation elements requiring a more detailed description of the current distribution can be divided into multiple segments. For the radiation problem, the excitation vector $\mathbf{v}$ has only one non-zero entry, corresponding to a 1 V voltage applied at the excitation segment. The MoM system of equations $\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{v}$ is then solved, where $\mathbf{Z}$ is the impedance matrix and $\mathbf{i}$ is the unknown vector, whose entries correspond to the currents on the individual segments. From this solution, the basic character-

istics of the antenna are determined, including the reflection coefficient and radiation pattern.

In step 2, OCGA is applied to eliminate the wires with small currents, as they contribute insignificantly to the antenna radiation characteristics, thereby generating a set of sparse antennas with different sparsification levels. The specific procedure follows [17], where the MoM system of equations is first solved for the radiation problem at a frequency f . The current magnitudes obtained on the wires are normalized with respect to the maximum or the average value, and the normalized result is denoted by $|I_n|$, where n is the wire index. Each $|I_n|$ value is then compared with a predefined threshold, called the Grid Element Elimination Tolerance (GEET), expressed in percent. A wire with $|I_n|$ smaller than GEET is considered a wire with a small current and is added to the Eliminated Wires List, while the remaining wires are added to the Remaining Wires List. Previous studies [15, 17, 19] have shown that eliminating wires in this way significantly reduces the antenna mass while keeping the radiation pattern unchanged. By varying GEET, a number of different sparse antennas can be obtained. A larger GEET produces a lighter structure, but may degrade the radiation characteristics.

From the set of sparse antennas obtained, the Base and Reference antennas are chosen. The Base antenna is the structure that achieves a substantial mass reduction while its radiation characteristics remain close to those of the original antenna. The Reference antenna is the structure with the highest level of sparsification that is still acceptable, in the sense that any further sparsification would significantly degrade the radiation characteristics. To ensure consistency, both the Base and Reference antennas are generated by OCGA with the same type of current normalization, so that the set of wires of the Reference antenna is a subset of the set of wires of the Base antenna. The set of wires that are present in the Base antenna but not in the Reference antenna is called the Candidate set, whose number of elements is denoted by N .

In step 3, we further sparsify the Base antenna by eliminating the wires that significantly influence the scattered field, and then restores the connection between the disconnected components in order to ensure fabrication feasibility. To evaluate the contribution of each wire to the scattered field, the MoM is formulated for the scattering problem. In this state, the antenna is not excited by its internal source, but by an incident plane wave, and the excitation segment is loaded with $50\ \Omega$. In this work, the incident plane wave is described by the spatial phasor convention $e^{+j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}}$ with θ -polarization (θ -pol) (described in detail in Section 3); here, $\mathbf{k}$ is the wave vector pointing in the direction of propagation ($|\mathbf{k}| = 2\pi/\lambda$ where λ is the wavelength), and $\mathbf{r}$ is the position vector.

The plane-wave excitation is applied successively from a set of incidence directions (θ, φ) at a frequency f , which is chosen to evaluate the contribution of the wires to the scattered field. Based on this, two non-negative scalar metrics (M and J) are defined for each wire, each characterizing the contribution of that wire to the scattered field. The metric M is determined on the original antenna and is the average of the current magnitude on the corresponding wire over the set of all considered incident directions.

The metric J is determined in the same way, but on the Base sparse antenna. The two metrics are used for two different purposes: J is used to further eliminate the wires of the Base that have a strong contribution to the scattered field, while M is used as a priority criterion in the reconnection. The two processes of wire elimination and reconnection are illustrated in detail in Fig. 2.

For the wire-elimination process, J for each wire is normalized with respect to the maximum or the average value, and is then compared with a threshold, called the Grid Element Elimination Tolerance for RCS (GEET_{RCS}). A wire with J greater than GEET_{RCS} and also belongs to the Candidate set, is moved from the Remaining Wires List of the Base antenna to its Eliminated Wires List. Restricting the elimination to the Candidate set ensures that this additional sparsification does not push the structure beyond the Reference antenna, so that the radiation characteristics are maintained at a controlled level. From a physical point of view, the scattered field of the structure is produced by the currents on its wires under the incident plane wave, so that the wires with larger J contribute more strongly to the RCS [18]. Eliminating these wires directly suppresses the strongest scattering sources within the permitted limits. By varying GEET_{RCS}, a number of different sparse antennas can be obtained at the output of this step.

After this sparsification, the resulting structure may contain disconnected wire components that are not linked to one another. To handle this issue, the wires in the Remaining Wires List of the sparse structure, obtained after the RCS reduction step, are classified into two subsets following a procedure similar to that in [17]. The first subset, called the Connected Wires List, contains the main structure, defined as the component that includes the excitation segment. The second subset, called the Free Wires List, consists of K free-wire components; each of these components is a set of wires connected to one another but not yet connected to the main structure. In order to apply a shortest-path algorithm, in this work, the structure is represented by an undirected graph derived from the original antenna where each wire of the WG is an edge, and each junction between wires is a vertex. On this graph, the multi-source Dijkstra algorithm [23] is applied to find a reconnection path from a free-wire component back to the main structure with the minimum number of restored wires. When several paths share the same minimum number of wires, the selected path is the one with the smallest total M (the sum of the average per-wire currents under plane-wave excitation, defined earlier), that is, the path consisting of wires that contribute the least to the scattered field. The selected wires are then moved from the Eliminated Wires List to the Connected Wires List. This procedure is repeated for each free-wire component until the Free Wires List is empty. Giving priority to wires with small M during the reconnection ensures that the connection mechanism does not compromise the RCS reduction achieved in the elimination step. As a result, the L-RCS-OCGA procedure is expected to simultaneously achieve the three objectives: to reduce mass, to reduce RCS, and to preserve the radiation characteristics of the antenna at an acceptable level.

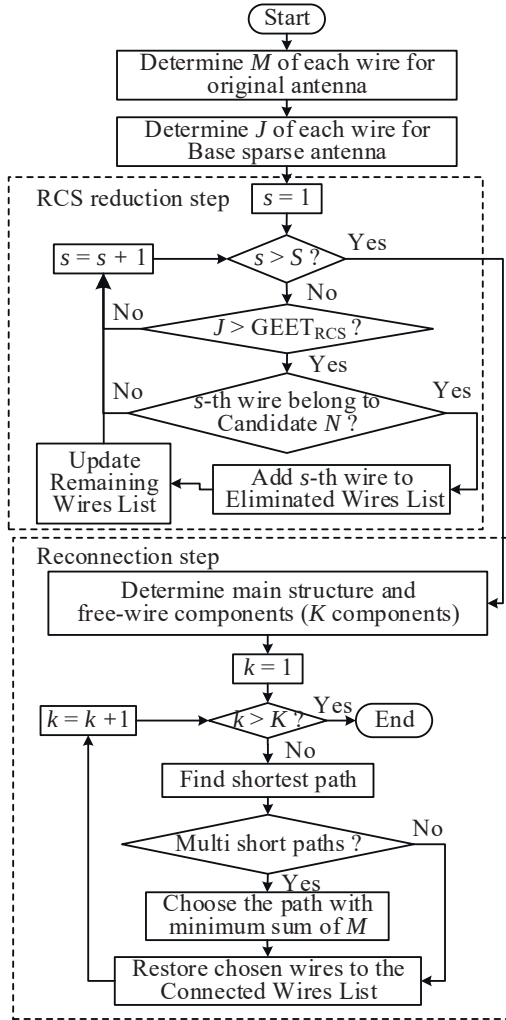


Fig. 2. Detailed flowchart of the low-RCS sparse antenna generation step

3. L-RCS-OCGA for triangular trihedral corner reflector WG antenna

To validate L-RCS-OCGA, the proposed approach was applied to a TCR WG antenna operating at 6 GHz [21, 22]. We chose the TCR because it exhibits a large monostatic RCS (MRCS) that is strongly concentrated at boresight ($\varphi = 45^\circ$ and $\theta \approx 55^\circ$) [24–26], which makes it a particularly demanding test case for RCS reduction. The original antenna consisted of three faces, each of which was an isosceles right triangle with a leg length $a = 196$ mm (Fig. 3a). The structure was modeled as a WG with a mesh size of 7 mm ($\approx \lambda/8$ at 6 GHz) and a wire diameter of 0.9 mm. The antenna was excited by an active element of height $h = 32$ mm, a vertical wire divided into 7 equal segments. The segment connecting the active element to the bottom face (marked in red in Fig. 3b) served as a source gap, i.e., an excitation vector $\mathbf{v}$ with a value of 1 V. A passive element of height $l = 20$ mm, divided into 5 segments, was used for matching the impedance to 50Ω [22]. Both elements had a diameter of 3 mm, were oriented parallel to the Oz axis, and were placed on the bisector of the bottom face. Their perpendicular distances from each side edge were $m = 38.5$ mm for the active element and $d = 45.5$ mm for the passive element (Fig. 3b).

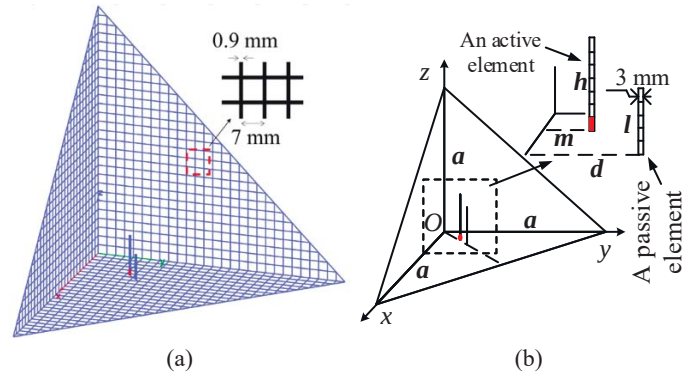
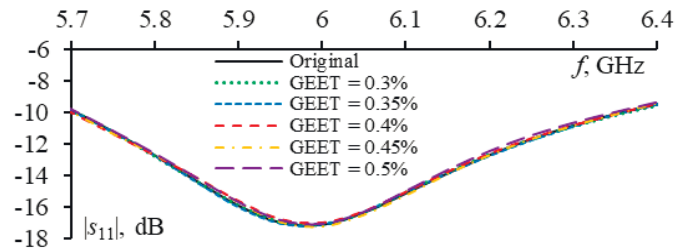


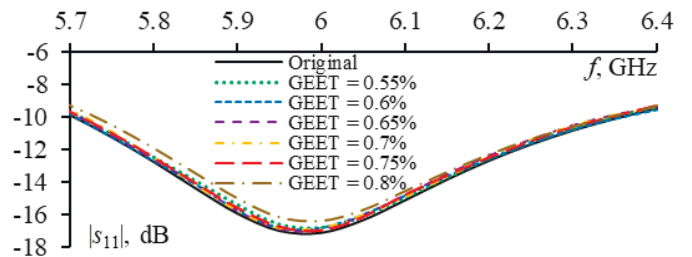
Fig. 3. TCR WG antenna (a), antenna geometry parameters (b)

OCGA was applied to the TCR WG antenna at 6 GHz, based on the MoM implemented in MATLAB. The current magnitudes on the wires were normalized with respect to the maximum, and GEET was investigated in the range from 0.3% to 0.8% with a 0.05% step. The simulation results are presented in Fig. 4 and Table 1.

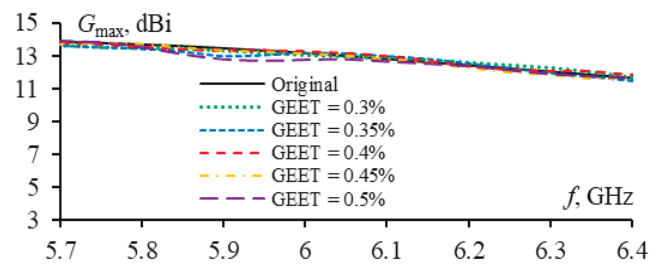
The original structure exhibited resonance at 6 GHz with a reflection coefficient magnitude $|s_{11}| \approx -17$ dB. All sparse antennas yielded $|s_{11}|$ responses consistent with those of the original antenna and remaining below -10 dB across the 5.75–6.35 GHz band (Fig. 4a and b). The deviations from the $|s_{11}|$ of the original antenna were negligible, with a maximum of 0.68 dB at 6 GHz for GEET = 0.8%.



(a)



(b)



(c)

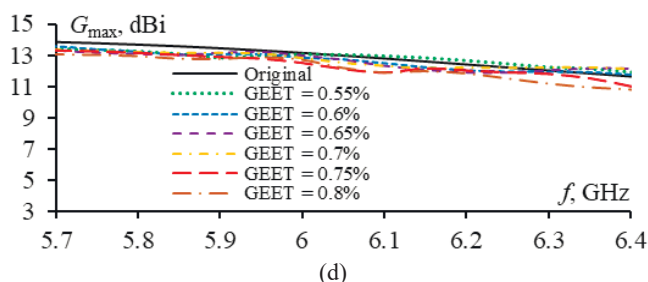


Fig. 4. Frequency dependences of the simulated $|S_{11}|$ (a, b) and $G_{\max}$ (c, d) for the original and sparse antennas after OCGA

For the radiation characteristics, the maximum gain $G_{\max}$ of the original structure reached 13.18 dBi at the resonant frequency (Fig. 4c and d). For GEET in the 0.3–0.5% range, the $G_{\max}$ of the sparse antennas closely followed that of the original, with a maximum deviation of approximately 0.41 dBi (GEET = 0.5%) and a minimum of 0.02 dBi (GEET = 0.45%) at 6 GHz. Notably, for GEET = 0.4%, $G_{\max} \approx 13.29$ dBi at 6 GHz, slightly exceeding the original value, while maintaining very low variation across the 5.75–6.35 GHz band. As GEET increased further, the degradation of $G_{\max}$ became more pronounced. Specifically, for GEET values of 0.75% and 0.8%, the $G_{\max}$ decreased throughout the entire operating frequency band. This degradation was likely due to the elimination of a large number of wires, which reduced the effective surface density of the WG and allowed a portion of the radiated energy to leak through the structure. Nevertheless, for GEET = 0.75%, the $G_{\max}$ remained at an acceptable level, with a maximum reduction of only about 0.95 dBi at 6.1 GHz. In contrast, GEET = 0.8% caused a significantly more pronounced degradation in the high-frequency region of 6.05–6.35 GHz. To quantitatively compare the levels of sparsification, the mass reduction factor (MRF) is defined as the ratio of the mass of the original WG antenna to that of the corresponding sparse antenna and is summarized in Table 1.

Table 1

MRF of the sparse antennas

GEET, %	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8
MRF	1.63	1.72	1.83	1.94	2.04	2.17	2.28	2.41	2.50	2.65	2.82

Following the definitions of the Base and Reference antennas given in Section 2, GEET = 0.4% (MRF = 1.83) was chosen as the Base sparse antenna, since it achieved substantial mass reduction while its radiation characteristics remained close to those of the original antenna. The structure with GEET = 0.75% (MRF = 2.65) was chosen as the Reference sparse antenna, since it represented the highest sparsification level for which $|S_{11}|$ and $G_{\max}$ were still acceptable. Beyond this point, as observed for GEET = 0.8%, the radiation performance was significantly degraded in the 6.05–6.35 GHz range.

L-RCS-OCGA was then applied to the Base sparse antenna at $f = 6$ GHz. The set of incident directions considered for the computation lay in the space in front of the TCR antenna, with θ and φ varying from 0° to 90° in 1° steps. The procedure was carried out for three values of $\text{GEET}_{\text{RCS}} = 10, 15$, and 20% , after which the free-wire components were reconnected to the main structure (Fig. 5).

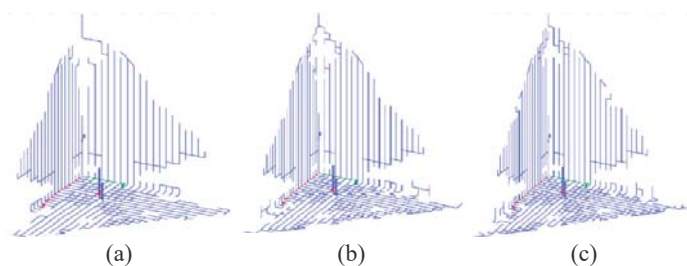
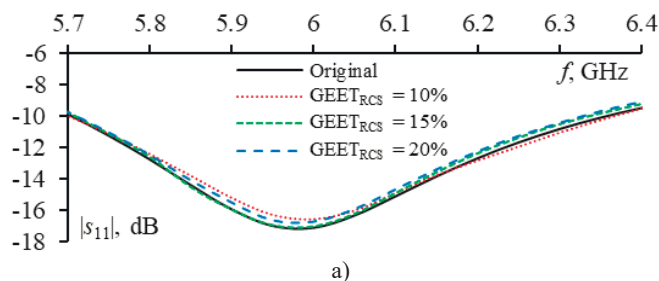


Fig. 5. Sparse antennas after L-RCS-OCGA with $\text{GEET}_{\text{RCS}} = 10\%$ (a), 15% (b), and 20% (c)

The $|S_{11}|$ of the sparse antennas closely followed that of the original antenna over the entire operating band (Fig. 6a). The most noticeable difference appeared at the resonant frequency, with a maximum deviation of approximately 0.5 dB for $\text{GEET}_{\text{RCS}} = 10\%$. These deviations were small, indicating that L-RCS-OCGA did not significantly affect the impedance matching of the antenna.

The $G_{\max}$ of the sparse antennas was also in good agreement with that of the original antenna (Fig. 6b). However, as some additional wires were eliminated, $G_{\max}$ exhibited a reduction relative to the original. At the resonant frequency of 6 GHz, this reduction was approximately 0.65, 0.18, and 0.07 dBi for $\text{GEET}_{\text{RCS}} = 10, 15$, and 20% , respectively (Table 2). All of these values remained within a tolerable range for practical applications. It should be noted that GEET_{RCS} behaved in the opposite manner compared with the GEET introduced in Step 2. A larger GEET eliminated more wires (those with $|I_n|$ below the threshold) and yielded a sparser structure, whereas a larger GEET_{RCS} eliminated fewer wires (those with J above the threshold) and yielded a less sparse one.

As for the radiation patterns (RPs), the main beams of the sparse antennas remained in good agreement with the main beam of the original antenna in both the $\varphi = 45^\circ$ and $\theta = 33^\circ$ planes (Fig. 6c and d). However, the side-lobe level (SLL) showed an increasing trend, primarily in the angular range of 180 – 240° in both planes. This change can be attributed to the modification of the current distribution and the loss of phase coherence in the radiated field when some wires were eliminated. The additional elimination of wires from the Base sparse antenna also made the resulting structures lighter, with MRF = 2.47, 2.25, and 2.12 for $\text{GEET}_{\text{RCS}} = 10, 15$, and 20% , respectively. Thus, after applying L-RCS-OCGA, the mass of the original antenna was substantially reduced, while the basic radiation characteristics were maintained at an acceptable level.



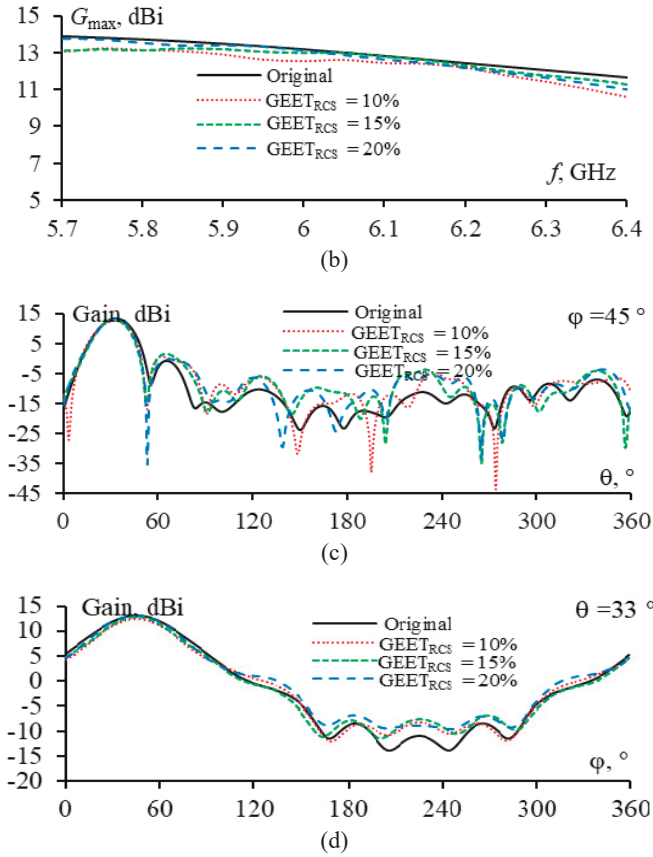


Fig. 6. Simulated $|S_{11}|$ (a), $G_{\max}$ (b), and RPs in the $\phi = 45^\circ$ (c) and $\theta = 33^\circ$ (d) planes at 6 GHz for the original and sparse antennas after L-RCS-OCGA

For each obtained sparse antenna, the MRCS was determined for two types of incident polarization, namely linear and circular polarization. In this study, the incident wave is expressed in the spherical coordinate system $(\hat{\theta}, \hat{\phi})$ according to the spatial phase convention e^{+jkr} . For linear polarization, the θ -polarized incident wave has its electric field vector oriented along $\hat{\theta}$, and is expressed as

$$\mathbf{E}_{\text{inc}} = \hat{\theta} e^{+jkr}. \quad (1)$$

For circular polarization, the incident wave is expressed as

$$\mathbf{E}_{\text{inc}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{\theta} - j\hat{\phi}) e^{+jkr}, \quad (2)$$

which corresponds to a right-hand circularly polarized (RHCP) wave. An RHCP wave is one for which the electric field vector rotates clockwise when viewed in the direction of wave propagation.

As mentioned earlier, the TCR antenna exhibited its maximum MRCS at boresight ($\phi = 45^\circ$ and $\theta \approx 55^\circ$). For this reason, the boresight direction was selected as the main observation direction to analyze the MRCS over the operating frequency band.

For the θ -polarized (1) incident wave (Fig. 7), the sparse antennas exhibited a substantial MRCS reduction over the 5–8 GHz band in the boresight direction (Fig. 7a). The average MRCS reduction with respect to the original antenna was 8.74, 7.26, and 6.73 dB for GEET_{RCS} = 10, 15, and 20%, respectively. This reduction was larger when GEET_{RCS} was smaller, since a smaller

GEET_{RCS} resulted in a larger number of wires being additionally eliminated.

At 6 GHz in the $\phi = 45^\circ$ plane (Fig. 7b), the MRCS reduction was clearly observed in the region of $\theta \approx 30$ – 80° , reaching up to 25 dB around $\theta = 75$ – 80° for GEET_{RCS} = 20%. A slight increase of MRCS, however, was observed in the region of $\theta = 12$ – 24° . This effect may be attributed to a present limitation of the sparsification criterion, which considers only the magnitude of the current and does not yet account for its phase. The incorporation of phase information into the sparsification criterion is a direction that will be investigated in future work. In the $\theta = 55^\circ$ plane at 6 GHz (Fig. 7c), the MRCS was reduced over all the considered directions, with the strongest reduction occurring around the boresight direction.

These results show that L-RCS-OCGA produces sparse antennas with a substantial MRCS reduction with respect to the original antenna for the θ -polarized incident wave.

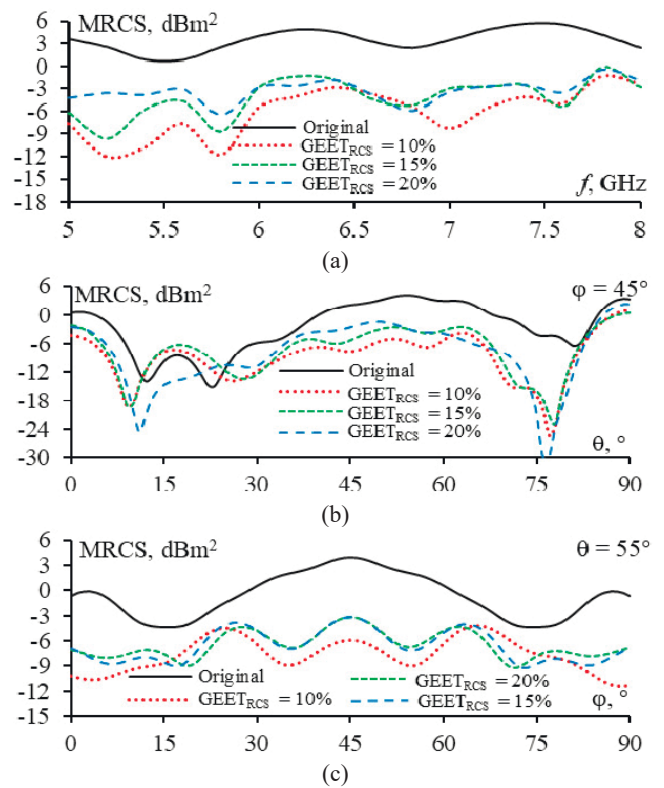


Fig. 7. Simulated MRCSs when the structures were excited by the plane wave with θ -pol over 5–8 GHz (a), in $\phi = 45^\circ$ (b), $\theta = 55^\circ$ (c) planes at 6 GHz for the original and sparse antennas

For the RHCP (2) incident wave, the sparse antennas also exhibited a substantial reduction of MRCS (Fig. 8). Over the 5–8 GHz band, the average reduction of the total MRCS with respect to the original was 12.12, 10.51, and 10.3 dB for GEET_{RCS} = 10, 15, and 20%, respectively (Table 2). The reduction was even larger for the cross-polarization (cross-pol) component, reaching 14.75, 13.29, and 13.27 dB. The co-polarization (co-pol) component, on the other hand, showed an increase of 18.37, 20.17, and 20.57 dB. It should be noted that the co-pol MRCS of the original TCR antenna is inherently low. Although the increase of the co-pol component in the sparse antennas appears large when expressed in decibels, its absolute magnitude remains inherently small and does not dominate the cross-pol component.

At 6 GHz in the $\varphi = 45^\circ$ plane (Fig. 9a-c), the total and the cross-pol MRCS components were both reduced over most directions, with the strongest reduction occurring around the boresight direction (Fig. 9a and b). The co-pol component, in contrast, exhibited an increasing trend around the boresight direction (Fig. 9c), which was consistent with the increase of the co-pol component at boresight observed over the frequency band. In the $\theta = 55^\circ$ plane at 6 GHz (Fig. 9d-f), similar trends were observed. The reduction of the total MRCS observed both over the frequency band and in the considered planes confirmed that L-RCS-OCGA reduced the total backscattered energy of the antenna for the RHCP incident wave, even though a portion of this energy was transferred to the co-pol component.

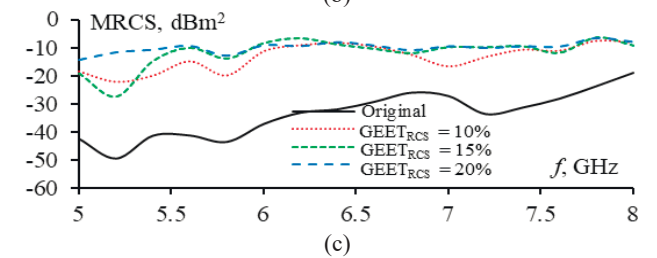
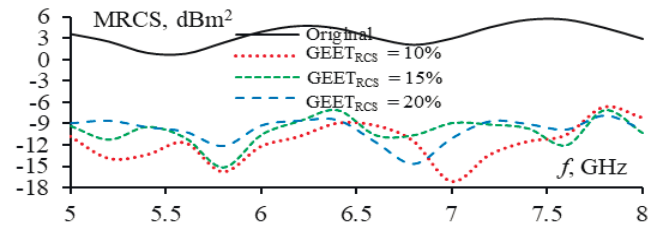
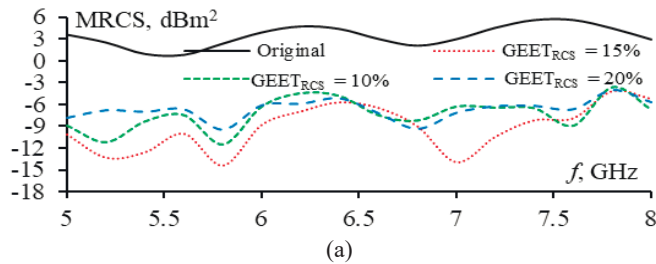


Fig. 8. Simulated total (a), cross-pol (b), and co-pol (c) MRCSs over 5–8 GHz when the structures were excited by the RHCP plane wave for the original and sparse antennas after L-RCS-OCGA

Table 2

Simulated $G_{\max}$ and average RCS change of the original and L-RCS-OCGA sparse antennas over 5–8 GHz

Structure	$G_{\max}$ at 6 GHz (dBi)	Avg. RCS reduction, θ -pol (dB)	Avg. RCS reduction, RHCP total (dB)	Avg. RCS reduction, RHCP cross-pol (dB)	Avg. RCS increase, RHCP co-pol (dB)	MRF
Original	13.18	-	-	-	-	-
GEET _{RCS} = 10%	12.54	8.74	12.12	14.75	18.37	2.47
GEET _{RCS} = 15%	13.00	7.26	10.51	13.29	20.17	2.25
GEET _{RCS} = 20%	13.11	6.73	10.3	13.27	20.57	2.12

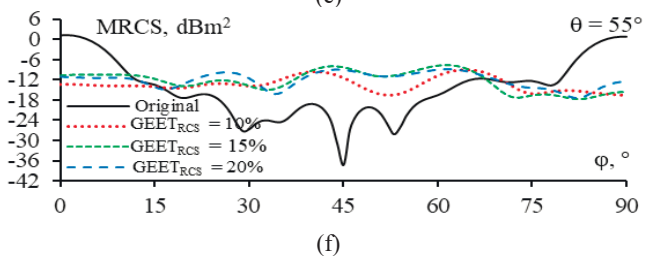
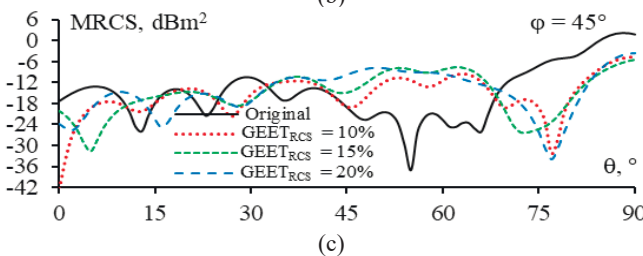
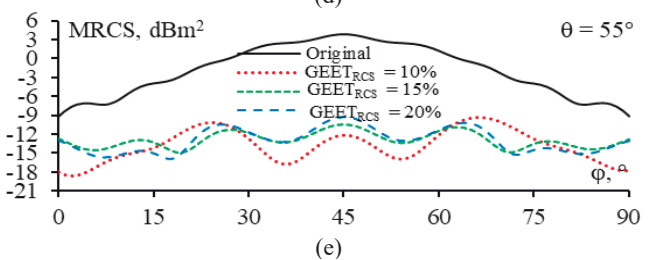
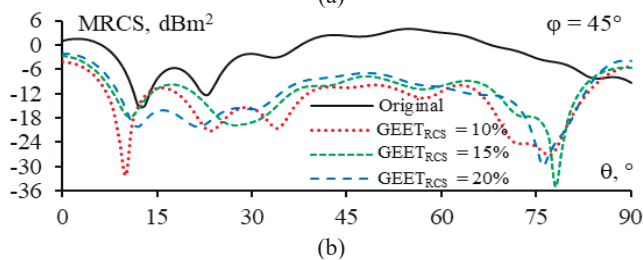
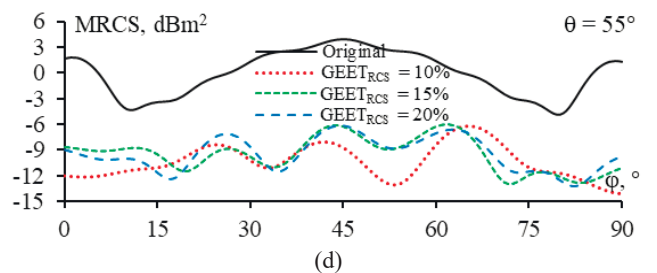
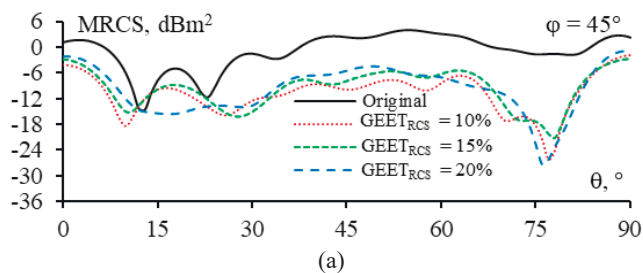


Fig. 9. Simulated total (a, d), cross-pol (b, e), and co-pol (c, f) MRCSs at 6 GHz when the structures were excited by the RHCP plane wave for the original and sparse antennas after L-RCS-OCGA

Thus, the application of L-RCS-OCGA to the TCR WG antenna simultaneously achieved three aims: a substantial mass reduction, a reduction of the MRCS for both θ -pol and RHCP incident waves, and a preservation of the basic radiation characteristics close to those of the original antenna. The results also revealed a trade-off between the level of RCS reduction and the preservation of the antenna characteristics. A smaller $GEET_{RCS}$ yields a larger RCS reduction but a more pronounced degradation of G_{max} , whereas a larger $GEET_{RCS}$ keeps the antenna characteristics closer to those of the original at the cost of a smaller RCS reduction. Among the considered cases, the sparse antenna with $GEET_{RCS} = 20\%$ provided the best compromise, achieving $MRF = 2.12$, an average MRCS reduction of 6.73 dB for the θ -polarized incident wave and 10.3 dB for the total MRCS of the RHCP incident wave, while $|S_{11}|$ and G_{max} remained almost unchanged compared to those of the original antenna.

4 Experimental Results

To experimentally validate L-RCS-OCGA, two prototypes were fabricated, corresponding to the original TCR WG antenna and to the sparse antenna with $GEET_{RCS} = 20\%$ (Fig. 10). Both prototypes were made of metallic wires, with dimensions matching those of the simulation model. All measurements were carried out in an anechoic chamber over the 5–8 GHz frequency band using a Micran R4M-18 vector network analyzer (10 MHz–20 GHz). For the MRCS measurements, two separate setups were used to generate the linearly and circularly polarized incident waves, and a metallic plate of known dimensions was used as the calibration reference for RCS measurement. According to the datasheet of the analyzer [27], the measurement error of $|S_{11}|$ is in the range of ± 0.01 to ± 0.055 dB and that of $|S_{21}|$ is in the range of ± 0.5 to ± 2.5 dB.

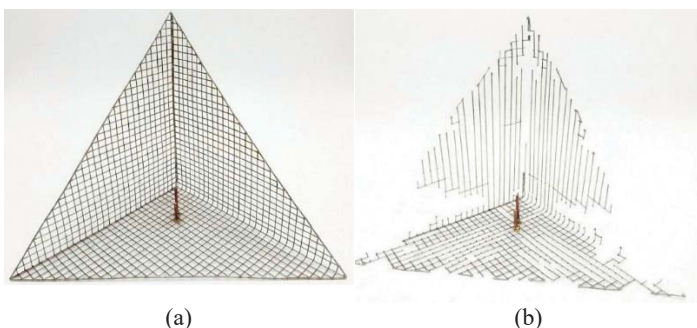


Fig. 10. Prototypes of original (a) and sparse (b) TCR WG antennas

The measured and simulated $|S_{11}|$ for both the original and the sparse antennas are presented in Fig. 11a. For the original antenna, the measured resonant frequency was 6.06 GHz, compared with 6 GHz in the simulation, corresponding to a deviation of 60 MHz. This deviation may be attributed to fabrication tolerances and to the SMA connector, which was not included in the simulation model. Despite this small shift, the measured $|S_{11}|$ of the original antenna followed the simulated trend over the entire operating band.

For the sparse antenna with $GEET_{RCS} = 20\%$, the measured $|S_{11}|$ followed a trend similar to that of the original antenna. The deviation between the measured and simulated resonant frequencies of the sparse antenna was comparable to that of the original antenna, indicating that L-RCS-OCGA did not introduce any

significant additional impedance mismatch. These results confirm that L-RCS-OCGA preserved the impedance matching of the antenna under practical fabrication conditions.

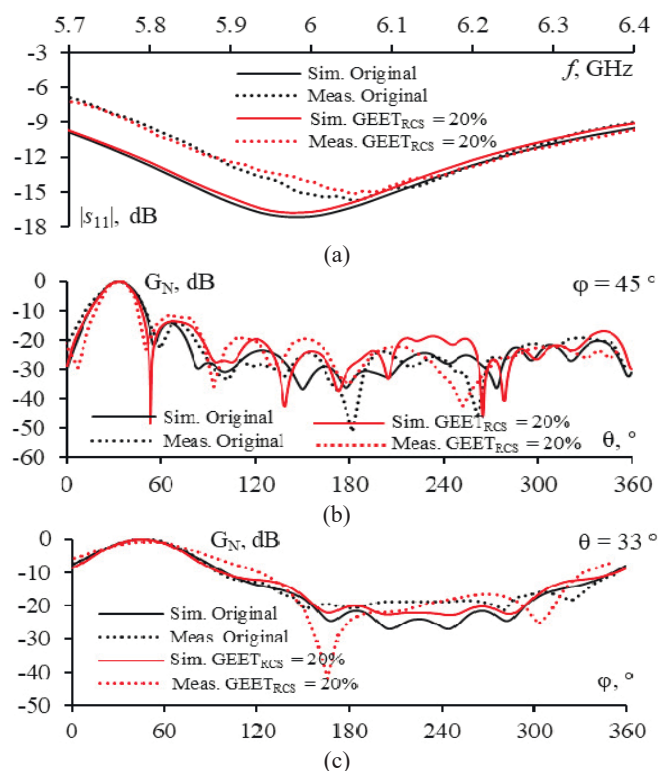


Fig. 11. Simulated and measured results of $|S_{11}|$ (a) and RPs in the $\phi = 45^\circ$ (b), $\theta = 33^\circ$ (c) planes at 6 GHz for the original and sparse antennas

The normalized RPs (G_N) in the $\phi = 45^\circ$ and $\theta = 33^\circ$ planes are presented in Fig. 11b and c. For the original antenna, the measured main beam agreed well with the simulated one in terms of both direction and beam width. The deviations in the SLL between measurement and simulation may be attributed to fabrication tolerances, angular alignment errors during the measurement, and the routing of the measurement cables near the antenna structure. For the sparse antenna with $GEET_{RCS} = 20\%$, the measured main beam closely matched the simulated and measured main beam of the original antenna, indicating that L-RCS-OCGA preserved the main radiation characteristics of the antenna. The increasing trend of the measured SLL with respect to the original one was consistent with the observations from the simulations discussed in Section 3.

Fig. 12a presents the MRCS at the boresight direction over the 5–8 GHz frequency band under θ -polarized incidence. The measured MRCS of the original antenna generally followed the simulated trend, with good agreement in the 5.5–8 GHz range. Over 5–5.5 GHz, the deviation between measurement and simulation was larger, reaching approximately 2.7 dB at 5.2 GHz, mainly due to angular alignment errors of the sample and the measurement antenna in the anechoic chamber. For the sparse antenna, the measured MRCS remained noticeably lower than that of the original antenna over the entire frequency band. The average measured MRCS reduction was 8.16 dB, and the simulated value was 6.73 dB. Both values confirm the effectiveness of L-RCS-OCGA in reducing the MRCS when the wire-elimination criterion is applied under practical fabrication conditions.

The MRCS at 6 GHz in the $\varphi = 45^\circ$ and $\theta = 55^\circ$ planes under θ -polarized incidence is presented in Fig. 12b and c, respectively. In both planes, the measured MRCS of the sparse antenna was lower than that of the original antenna in most directions, with the strongest reduction occurring around the boresight direction. The experimental results confirm the trend of RCS reduction along the boresight direction observed in the simulations.

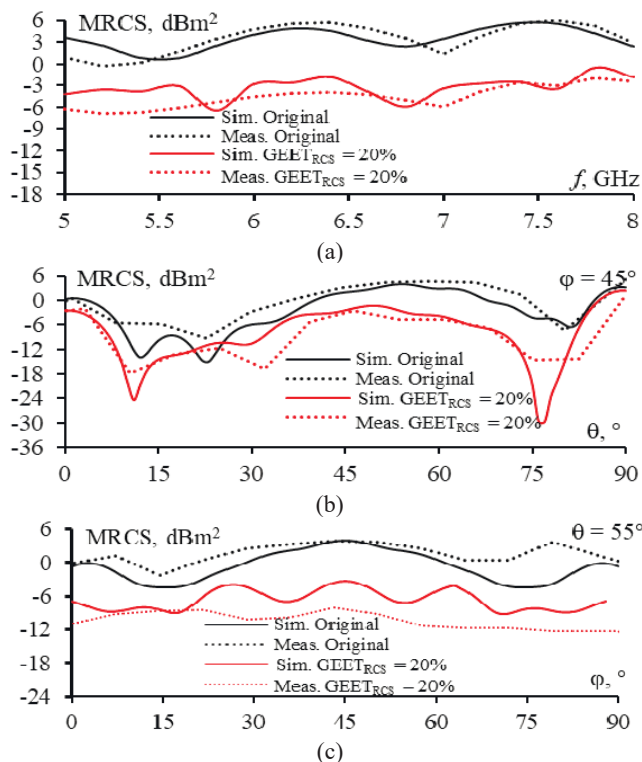


Fig. 12. Simulated and measured MRCSs when the structures were excited by plane wave with θ -pol over 5–8 GHz (a) in $\varphi = 45^\circ$ (b) and $\theta = 55^\circ$ (c) planes at 6 GHz

When the structures were excited by an RHCP incident wave, the measured MRCSs of the cross-pol and co-pol components in the $\varphi = 45^\circ$ and $\theta = 55^\circ$ planes are presented in Fig. 13. For the cross-pol component (Fig. 13a and c), the measured results showed a substantial MRCS reduction in most directions, particularly around the boresight direction, in agreement with the trend obtained in the simulations. In the $\theta = 55^\circ$ plane (Fig. 13c), however, some deviations between measurement and simulation were observed. Specifically, the measured MRCS of the original antenna was about 6 dB higher than the simulated one in the angular range of $\varphi = 65$ – 80° . These deviations mainly originated from angular alignment errors of the prototypes during the measurement. Despite these deviations between simulation and measurement, the direct comparison between the measured results of the original and the sparse antennas still clearly demonstrates the MRCS reduction provided by the L-RCS-OCGA procedure. For the co-pol component (Fig. 13b and d), both the simulation and the measurement showed an increase of the MRCS around the boresight direction.

Overall, the experimental results demonstrate a strong correlation with the simulation results, although some discrepancies were observed at certain frequencies and angles. These discrepancies do not negate the effectiveness of the L-RCS-OCGA procedure under practical fabrication conditions, which successfully

achieves all three objectives: weight reduction, preservation of fundamental radiation characteristics, and reduction of the antenna MRCS.

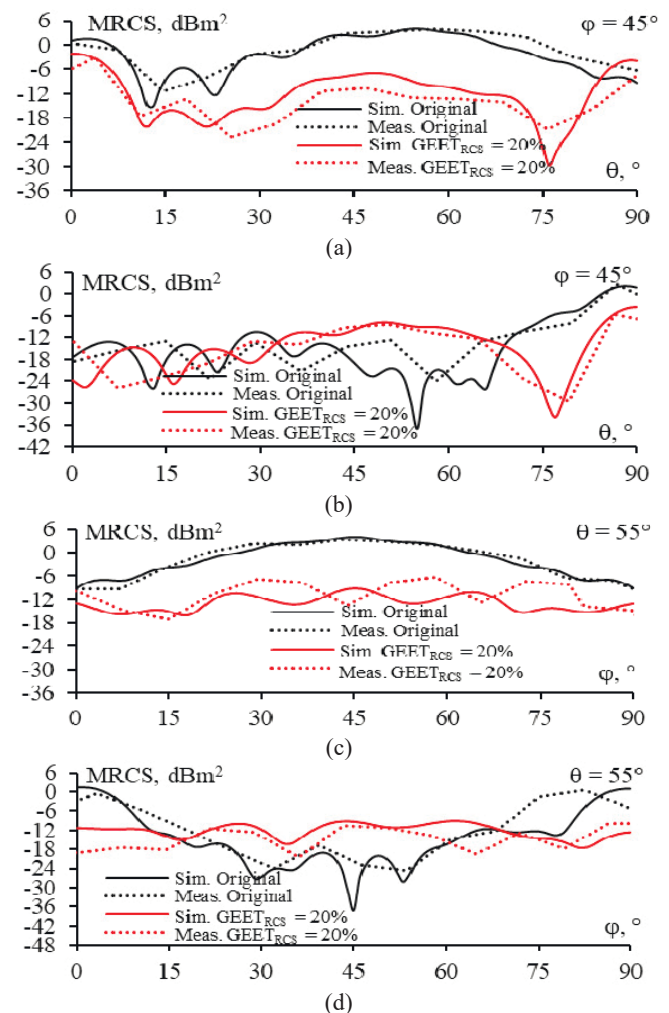


Fig. 13. Simulated and measured cross-pol (a, c) and co-pol (b, d) MRCSs when the original and sparse antennas were excited by the RHCP plane wave at 6 GHz

5. Discussion

The L-RCS-OCGA demonstrates its effectiveness in simultaneously achieving all three objectives: mass reduction, RCS reduction, and preservation of the fundamental radiation characteristics at levels comparable to those of the original antenna. The reduction of the total MRCS confirms that the sparse structure obtained by L-RCS-OCGA achieved a genuine decrease in the total backscattered energy, rather than merely redistributing a portion of that energy to the co-polarization component. These results are achieved entirely through wire removal, without the integration of any auxiliary structures. Furthermore, fabrication does not require specialized materials or complex processing steps, making L-RCS-OCGA well suited to platforms with stringent payload constraints. Within L-RCS-OCGA, the reconnection mechanism also plays an important role in ensuring fabrication feasibility without compromising the previously achieved RCS reduction.

In the existing OCGA modifications, the reconnection mechanism is designed primarily to maintain mass reduction or to

preserve the radiation characteristics, without accounting for the contribution of the restored wires to the scattered field. Specifically, NCOCGA [16] selects wires to be restored based solely on the shortest-path criterion, without controlling their current magnitude, which may result in the inadvertent restoration of wires that have little influence on the radiation field or contribute strongly to the scattered field. MCOCGA [17] gives priority to the restoration of wires with the largest radiation currents along a path. However, as noted in [18], this algorithm may inadvertently restore wires that already belong to the main structure and does not guarantee that all free-wire components are reconnected. L-RCS-OCGA addresses these limitations and, to the best of the authors' knowledge, is the first approach in the OCGA family to incorporate scattering awareness into both the wire-elimination and reconnection steps.

Nevertheless, the wire-elimination criterion adopted in L-RCS-OCGA considers only the magnitude of the current and does not yet account for phase information. This limitation is believed to be responsible for the localized increase in MRCS observed at certain off-boresight directions in the simulation results. The incorporation of phase information into the sparsification criterion, therefore, represents a direct avenue for further development. In addition, extending the validation of L-RCS-OCGA to WG antenna structures of greater complexity will allow a more comprehensive assessment of the applicability limits of the approach and further optimization of the trade-off among mass, RCS, and radiation characteristics.

6. Conclusions

This study has proposed L-RCS-OCGA for WG antennas to simultaneously reduce both their mass and RCS while preserving the fundamental radiation characteristics. The approach was validated on a TCR WG antenna operating at 6 GHz, with the monostatic RCS examined over the 5–8 GHz band for both theta-polarized and RHCP incident waves. At $GEET_{RCS} = 20\%$, the representative sparse antenna achieved $MRF = 2.12$, with an average MRCS reduction at boresight of 6.73 dB (simulated) and 8.16 dB (measured) for theta-polarized incidence, and 10.3 dB (simulated) for the total RHCP component. The $|S_{11}|$ and G_{max} of the sparse antenna remained close to those of the original. The reduction of the total MRCS confirms that the sparse structure genuinely decreases the backscattered energy. Future development will focus on incorporating the phase information of the current into the sparsification criterion and on extending the validation to WG antenna structures of greater complexity.

Funding: This research was funded by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation project FEWM-2024-0005.

References

- [1] S. Gundapaneni, G. S. N. Raju, and A. S. D. Pendurthi, "Inverted T-Shaped Antenna for 2.45 GHz ISM Band Wearable Applications," *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 47, no. 4, pp. 1177–1186, Dec. 2023. doi: 10.1007/s40998-023-00596-8.
- [2] V. Rajavel and D. Ghoshal, "AMC-Based Low-Profile Dual-Band Slotted Patch Antenna for IoT Devices in the Healthcare System," *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 47, no. 2, pp. 437–450, Jun. 2023. doi: 10.1007/s40998-022-00581-7.
- [3] N. Gupta, J. Saxena, and K. S. Bhatia, "Design of Metamaterial-Loaded Rectangular Patch Antenna for Satellite Communication Applications," *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.*, vol. 43, no. S1, pp. 39–49, Dec. 2019. doi: 10.1007/s40998-019-00213-7.
- [4] M. Liang, C. Shemelya, E. MacDonald, R. Wicker, and H. Xin, "3-D Printed Microwave Patch Antenna via Fused Deposition Method and Ultrasonic Wire Mesh Embedding Technique," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1346–1349, 2015. doi: 10.1109/LAWP.2015.2405054.
- [5] Y. Shi, X. F. Zhang, Z. K. Meng, and L. Li, "Design of Low-RCS Antenna Using Antenna Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 10, pp. 6484–6493, Oct. 2019. doi: 10.1109/TAP.2019.2925180.
- [6] Y. Azizi, M. Soleimani, S. H. Sedighy, and L. Matekovits, "Low-Cost, Low-Profile Wide-Band Radar Cross Section Reduction Using Dual-Concentric Phase-Gradient Modulated Surface," *Electronics*, vol. 10, no. 13, p. 1552, Jun. 2021. doi: 10.3390/electronics10131552.
- [7] T. Zhang, J. Ren, Y. Yang, X. Pang, and Q. Zheng, "Ultra-wideband Low-RCS and gain-enhanced phase gradient metasurface-based antenna using characteristic mode analysis," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 183, p. 155370, Aug. 2024. doi: 10.1016/j.aeue.2024.155370.
- [8] Z. Tian *et al.*, "Broadband low-profile and Low-RCS circular polarization metasurface antenna based on hybrid mechanism with characteristic mode analysis," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 202, p. 156043, Jan. 2025. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156043.
- [9] H. Umair *et al.*, "Tilted Beam Fabry-Perot Antenna with Enhanced Gain and Broadband Low Backscattering," *Electronics*, vol. 10, no. 3, p. 267, Jan. 2021. doi: 10.3390/electronics10030267.
- [10] S. A. Harooni, M. Naser-Moghadasi, B. Ghalamkari, and M. Khatir, "Wideband RCS reduction in microstrip antennas using integrated artificial magnetic conductors and frequency-selective surface," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 205, p. 156135, Mar. 2026. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156135.
- [11] G. Saxena, Y. K. Awasthi, and P. Jain, "Design of metasurface absorber for low RCS and high isolation MIMO antenna for radio location & navigation," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 133, p. 153680, May 2021. doi: 10.1016/j.aeue.2021.153680.
- [12] J. Han, D. Jia, B. Du, G. Han, Y. Jia, and Z. Zhao, "Design of Broadband Low-RCS Array Antennas Based on Characteristic Mode Cancellation," *Electronics*, vol. 12, no. 7, p. 1536, Mar. 2023. doi: 10.3390/electronics12071536.
- [13] Y. Liu, B. Du, and D. Jia, "Design of Broad-Angle Low-RCS Microstrip Antenna for Dual-Polarization Using Characteristic Mode Analysis," *Electronics*, vol. 14, no. 11, p. 2121, May 2025. doi: 10.3390/electronics14112121.
- [14] M. U. Ullah *et al.*, "A progression in the techniques of reducing RCS for the targets," *Alexandria Eng. J.*, vol. 100, pp. 153–169, Aug. 2024. doi: 10.1016/j.aej.2024.05.001.
- [15] A. F. Alhaj Hasan, M. T. Nguyen, and T. R. Gazizov, "Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost," *Mikrotalasna Rev.*, vol. 29, no. 2, pp. 83–94, Dec. 2023. doi: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.
- [16] A. F. Alhaj Hasan, M. T. Nguyen, and T. R. Gazizov, "Novel MoM-Based Approaches for Generating Wire-Grid Sparse Antenna Structures," in *Proc. IEEE 24th Int. Conf. Young Professionals in Electron Devices Materials (EDM)*, 2023, pp. 570–576. doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
- [17] M. T. Nguyen, A. F. Alhaj Hasan, and T. R. Gazizov, "Generating sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation," *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 6, pp. 112–121, 2025. doi: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
- [18] T. P. Dang and T. R. Gazizov, "Improving the optimal current grid approximation for sparse scattering structures," *Radiotekhnika*, no. 9, pp. 181–192, 2025. doi: 10.18127/j00338486-202509-20.
- [19] M. T. Nguyen and T. R. Gazizov, "Design of monopole antennas with various grounds for 2.4 GHz applications," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 202, p. 156050, Jan. 2025. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156050.

- [20] R. F. Harrington, "Matrix methods for field problems," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 2, pp. 136–149, Feb. 1967. doi: 10.1109/PROC.1967.5432.
- [21] N. Inagaki, "Three-dimensional corner reflector antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, no. 4, pp. 580–582, Jul. 1974. doi: 10.1109/TAP.1974.1140853.
- [22] D. Dobričić, "Shortened 3D corner reflector antenna," QSL.net, 2012. [Online]. Available: https://www.qsl.net/yulaw/ANT_VHF/Shortened%203D%20Corner%20Reflector%20Antenna.pdf
- [23] E. W. Dijkstra, "A note on two problems in connexion with graphs," *Numer. Math.*, vol. 1, no. 1, pp. 269–271, Dec. 1959. doi: 10.1007/BF01386390.
- [24] D. G. Michelson and E. Jull, "Depolarizing Trihedral Corner Reflectors for Radar Navigation and Remote Sensing," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, no. 5, pp. 513–518, May 1995. doi: 10.1109/8.384196.
- [25] C. Gennarelli, G. Pelosi, and G. Riccio, "Physical optics analysis of the field backscattered by a depolarising trihedral corner reflector," *IEE Proc. - Microw. Antennas Propag.*, vol. 145, no. 3, pp. 213–218, Jun. 1998. doi: 10.1049/ip-map:19981821.
- [26] I. Hänninen, M. Pitkonen, K. I. Nikoskinen, and J. Sarvas, "Method of Moments Analysis of the Backscattering Properties of a Corrugated Trihedral Corner Reflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 4, pp. 1167–1173, Apr. 2006. doi: 10.1109/TAP.2006.1614173.
- [27] *R4M Vector Network Analyzers*, Micran, Tomsk, Russia, 2021. [Online]. Available: <https://micran.com/upload/iblock/ffd/R4M%20vector%20network%20analyzers.pdf>

СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ ПРОВОДНО-СЕТОЧНЫХ АНТЕНН С УМЕНЬШЕННОЙ ЭПР, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ НОВУЮ МОДИФИКАЦИЮ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

Суан Ба Чинь, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия, xuanba6420@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия, talgat.r.gazizov@tusur.ru

Аннотация

Одновременное снижение массы и эффективной площади рассеяния (ЭПР) антенны является важной и актуальной задачей проектирования в современных исследованиях. В данной работе предлагается аппроксимация оптимальной токовой сеткой с уменьшением ЭПР (У-ЭПР-АОТС), направленная на одновременное снижение как массы, так и ЭПР антенны при сохранении ее основных характеристик излучения. Предлагаемый подход разреживает структуру антенны из проводной сетки (ПС) удалением тех проводов, которые вносят незначительный вклад в поле излучения, но при этом сильно влияют на поле рассеяния. После этого восстанавливается связность между несоединенными структурами путем восстановления удаленных проводов, обладающих наименьшим вкладом в рассеянное поле. Данный подход представляет собой модификацию, в которой впервые в семействе АОТС учитываются характеристики рассеяния на этапах как удаления проводов, так и восстановления связности структуры. Эффективность У-ЭПР-АОТС подтверждена результатами моделирования и измерения на треугольной трехгранной уголково-рефлекторной антенне из ПС, работающей на частоте 6 ГГц. Моноэлектрическая ЭПР (МЭПР) исследовалась в диапазоне частот 5–8 ГГц для падающих волн с $\perp$ -поляризацией и правой круговой поляризацией (ПКП). Разреженная антенна оказалась в 2,12 раза легче исходной. При этом среднее снижение МЭПР в направлении главного луча составило 6,73 дБ (при моделировании) и 8,16 дБ (при измерении) для $\perp$ -поляризации, а также 10,3 дБ (при моделировании) для полной компоненты волны с ПКП. В то же время основные характеристики излучения при этом остались близки к исходной антенне. Таким образом, У-ЭПР-АОТС обеспечивает эффективное одновременное снижение массы и ЭПР антенны, что делает его особенно перспективным для применения на платформах со строгими ограничениями по полезной нагрузке.

Ключевые слова: аппроксимация оптимальной токовой сеткой, метод моментов, проводная сетка, разреженная антенна, эффективная площадь рассеяния.

Литература

1. Gundapaneni S., Raju G. S. N., Pendurthi A. S. D. Inverted T-Shaped Antenna for 2.45 GHz ISM Band Wearable Applications // *Iran Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*. 2023. Vol. 47, no. 4. P. 1177–1186. doi: 10.1007/s40998-023-00596-8.
2. Rajavel V., Ghoshal D. AMC-Based Low-Profile Dual-Band Slotted Patch Antenna for IoT Devices in the Healthcare System // *Iran Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*. 2023. Vol. 47, no. 2. P. 437–450. doi: 10.1007/s40998-022-00581-7.
3. Gupta N., Saxena J., Bhatia K. S., Khah M. M. Design of Metamaterial-Loaded Rectangular Patch Antenna for Satellite Communication Applications // *Iran Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*. 2019. Vol. 43, no. Suppl. 1. P. 39–49. doi: 10.1007/s40998-019-00213-7.
4. Liang M., Shemelya C., MacDonald E., Wicker R., Xin H. 3-D Printed Microwave Patch Antenna via Fused Deposition Method and Ultrasonic Wire Mesh Embedding Technique // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2015. Vol. 14. P. 1346–1349. doi: 10.1109/LAWP.2015.2405054.

5. Shi Y., Zhang X. F., Meng Z. K., Li L. Design of Low-RCS Antenna Using Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, no. 10. P. 6484-6493. doi: 10.1109/TAP.2019.2925180.
6. Azizi Y., Soleimani M., Sedighy S. H., Matekovits L. Low-Cost, Low-Profile Wide-Band Radar Cross Section Reduction Using Dual-Concentric Phase-Gradient Modulated Surface // Electronics. 2021. Vol. 10, no. 13. Art. no. 1552. doi: 10.3390/electronics10131552.
7. Zhang T., Ren J., Yang Y., Pang X., Zheng Q. Ultra-wideband Low-RCS and gain-enhanced phase gradient metasurface-based antenna using characteristic mode analysis // AEU – International Journal of Electronics and Communications. 2024. Vol. 183. Art. no. 155370. doi: 10.1016/j.aeue.2024.155370.
8. Tian Z., Yang L., Cheng Z., Cai B., Cheng Y., Luo H., Li X. Broadband low-profile and Low-RCS circular polarization metasurface antenna based on hybrid mechanism with characteristic mode analysis // AEU – International Journal of Electronics and Communications. 2025. Vol. 202. Art. no. 156043. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156043.
9. Umair H., Latef T. B. A., Yamada Y., Mahadi W. N. L. B. W., Othman M., Kamardin K., Hussein M. I., Najam A. I. Tilted Beam Fabry-Perot Antenna with Enhanced Gain and Broadband Low Backscattering // Electronics. 2021. Vol. 10, no. 3. Art. no. 267. doi: 10.3390/electronics10030267.
10. Harooni S. A., Naser-Moghadasi M., Ghalamkari B., Khatir M. Wideband RCS reduction in microstrip antennas using integrated artificial magnetic conductors and frequency-selective surface // AEU – International Journal of Electronics and Communications. 2026. Vol. 205. Art. no. 156135. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156135.
11. Saxena G., Awasthi Y. K., Jain P. Design of metasurface absorber for low RCS and high isolation MIMO antenna for radio location & navigation // AEU – International Journal of Electronics and Communications. 2021. Vol. 133. Art. no. 153680. doi: 10.1016/j.aeue.2021.153680.
12. Han J., Jia D., Du B., Han G., Jia Y., Zhao Z. Design of Broadband Low-RCS Array Antennas Based on Characteristic Mode Cancellation // Electronics. 2023. Vol. 12, no. 7. Art. no. 1536. doi: 10.3390/electronics12071536.
13. Liu Y., Du B., Jia D. Design of Broad-Angle Low-RCS Microstrip Antenna for Dual-Polarization Using Characteristic Mode Analysis // Electronics. 2025. Vol. 14, no. 11. Art. no. 2121. doi: 10.3390/electronics14112121.
14. Ullah M. U., Latef T. B. A., Othman M., Hussein M. I., Alkhoori H. M., Yamada Y., Kamardin K., Khalid R. A progression in the techniques of reducing RCS for the targets // Alexandria Engineering Journal. 2024. Vol. 100. P. 153-169. doi: 10.1016/j.aej.2024.05.001.
15. Alhaj Hasan A. F., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost // Mikrotalasna Revija. 2023. Vol. 29, no. 2. P. 83-94. doi: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.
16. Alhaj Hasan A. F., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Novel MoM-Based Approaches for Generating Wire-Grid Sparse Antenna Structures // Proceedings of 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). 2023. P. 570-576. doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
17. Nguyen M. T., Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R. Generating sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2025. Vol. 6. P. 112-121. doi: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
18. Dang T. P., Gazizov T. R. Improving the optimal current grid approximation for sparse scattering structures // Radiotekhnika. 2025. No. 9. P. 181-192. doi: 10.18127/j00338486-202509-20.
19. Nguyen M. T., Gazizov T. R. Design of monopole antennas with various grounds for 2.4 GHz applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2025. Vol. 202. Art. no. 156050. doi: 10.1016/j.aeue.2025.156050.
20. Harrington R. F. Matrix methods for field problems // Proceedings of the IEEE. 1967. Vol. 55, no. 2. P. 136-149. doi: 10.1109/PROC.1967.5432.
21. Inagaki N. Three-dimensional corner reflector antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1974. Vol. 22, no. 4. P. 580-582. doi: 10.1109/TAP.1974.1140853.
22. Dobricic D. Shortened 3D corner reflector antenna. 2012. [Электронный ресурс]. URL: https://www.qsl.net/yu1aw/ANT_VHF/Shortened%203D%20Corner%20Reflector%20Antenna.pdf (дата обращения: 06.04.2026).
23. Dijkstra E. W. A note on two problems in connexion with graphs // Numerische Mathematik. 1959. Vol. 1, no. 1. P. 269-271. doi: 10.1007/BF01386390.
24. Michelson D. G., Jull E. Depolarizing Trihedral Corner Reflectors for Radar Navigation and Remote Sensing // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1995. Vol. 43, no. 5. P. 513-518. doi: 10.1109/8.384196.
25. Gennarelli C., Pelosi G., Riccio G. Physical optics analysis of the field backscattered by a depolarising trihedral corner reflector // IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation. 1998. Vol. 145, no. 3. P. 213-218. doi: 10.1049/ip-map:19981821.
26. Hanninen I., Pitkonen M., Nikoskinen K. I., Sarvas J. Method of Moments Analysis of the Backscattering Properties of a Corrugated Trihedral Corner Reflector // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, no. 4. P. 1167-1173. doi: 10.1109/TAP.2006.1614173.
27. R4M vector network analyzers / Micran. Tomsk, Russia, 2021. [Электронный ресурс]. URL: <https://micran.com/upload/iblock/ffd/R4M%20vector%20network%20analyzers.pdf> (дата обращения: 02.05.2026).

Информация об авторах:

Суан Ба Чинь, аспирант, ТУСУР, Томск, Россия. ORCID: 0009-0000-5711-5878

Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., проф., заведующий каф., ТУСУР, Томск, Россия. ORCID: 0009-0000-6287-1117

A COMPARATIVE STUDY OF METHODS FOR REDUCING ERRORS IN MEASURING THE PEAK FREQUENCY OF THE MANDELSTAM-BRILLOUIN BACKSCATTERING SPECTRUM IN STANDARD OPTICAL FIBERS

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-8-66-76

Manuscript received 27 May 2026;
Accepted 30 July 2026

Nikolay I. Gorlov,
Siberian State University of Telecommunications and Informatics,
Novosibirsk, Russia, gorlovnik@yandex.ru

Oksana A. Bogatyreva,
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia,
bogatirevaoksana@mail.ru

Keywords: fiber-optic sensors, Brillouin scattering, frequency shift measurement, Gaussian, Lorentzian, Voigt, and pseudo-Voigt functions, machine learning, neural networks

In distributed fiber-optic systems operating on the basis of the Mandelstam-Brillouin backscattering effect, temperature and deformation control is implemented through the recording of key parameters of the gain spectrum. One of the primary objectives of such measurement systems is the highly accurate determination of the central frequency of this spectrum. A comparative analysis of methods that allow for reducing errors in estimating the central frequency of a spectral signal in fiber-optic sensors using Mandelstam-Brillouin scattering was carried out. As a result, a mathematical model describing a noisy backscatter signal was developed. It is applicable both to classical spectral line shape approximation and to the implementation of machine learning methods to improve the metrological performance of distributed fiber-optic sensors. A detailed comparative analysis of current algorithms for processing Brillouin spectra, aimed at improving the accuracy of center frequency measurements in distributed fiber-optic sensor systems, was performed. Traditional approaches to nonlinear approximation (Lorentzian, Gaussian, and pseudo-Voigt functions), as well as correlation, adaptive, and neural network methods, were analyzed. A mathematical model describing measurement errors, taking into account the noise component, systematic distortions, and the influence of frequency grid discreteness, was presented. The results of a comparative analysis of the functional capabilities of algorithms aimed at reducing errors in measuring the central frequency of the spectrum in fiber-optic sensors using the Mandelstam-Brillouin backscattering effect, as well as the proposed selection methodology, may be useful in the development of practical monitoring systems. It is noted that these results can be extended to other spectral analysis tasks requiring precise determination of the spectral peak position against a background of noise. The obtained data indicate that it is very important to use an adaptive approach to processing algorithm selection in distributed fiber-optic sensing systems. This is necessary to improve the reliability of critical infrastructure monitoring during real-world deployments.

Information about authors:

Nikolay I. Gorlov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Siberian State University of Telecommunications and Informatics, Novosibirsk, Russia. orcid.org/0000-0003-3614-8325
Oksana A. Bogatyreva, Senior Lecturer at the Department of Foreign Languages, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia. orcid.org/0000-0001-5397-224X

Для цитирования:

Горлов Н. И., Богатырева О.А. Сравнительное исследование методов уменьшения погрешностей при измерении пиковой частоты спектра обратного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна в стандартных оптических волокнах // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №8. С. 66-76.

For citation:

N. I. Gorlov, O. A. Bogatyreva, "Comparative study of methods for reducing errors in measuring the peak frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering spectrum in standard optical fibers," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 8, pp. 66-76.

Introduction

Distributed fiber-optic sensing, based on the Brillouin scattering effect, has become a powerful tool for continuously monitoring temperature and strain along optical fibers ranging from tens to hundreds of kilometers in length. Measurements are based on recording the frequency shift of spontaneous or stimulated Brillouin backscatter signals, which occurs when these parameters change along the fiber.

The key parameter for such Brillouin sensors is the central frequency of the Brillouin gain spectrum (BFS), which determines the temperature and strain levels. The linear relationship between the BFS and these physical quantities is described by the expression [1]:

$$\nu_B = \nu_{B0} + C_T \cdot \Delta T + C_\varepsilon \cdot \Delta \varepsilon, \quad (1)$$

where ν_{B0} is the Brillouin reference frequency under reference conditions; $C_T = 1,07 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ and $C_\varepsilon = 0,046 \text{ MHz}/\mu\text{e}$ are the temperature and strain sensitivity coefficients, respectively, for a standard optical fiber; ΔT and $\Delta \varepsilon$ are the changes in temperature and relative strain.

The accuracy of measuring the central frequency of the spectrum directly determines the metrological characteristics of the entire system. Modern requirements for industrial sensors require spatial resolution in the centimeter range, a measurement range of up to 50-100 km, and a relative BFS determination error of no more than 0.1%. Achieving these parameters requires the development of specialized signal processing algorithms capable of effectively suppressing various sources of error.

The main factors limiting the accuracy of BFS measurements are:

- additive white Gaussian noise at the detection stage of weak backscatter signals;
- systematic spectral distortions caused by nonlinearities in the optical path and pulse interaction effects;
- frequency sampling, which leads to limited resolution and the appearance of error quantization;
- incomplete spectrum utilization with a limited frequency scanning range;
- fluctuations in optical path parameters (temperature, vibration)

The traditional approach to BFS extraction is based on nonlinear approximation of experimental data using analytical functions (Lorentzian, Gaussian, or pseudo-Voigt profiles) followed by determination of the maximum position. However, such methods have significant limitations: high computational complexity of iterative procedures, sensitivity to the choice of initial approximations, and the risk of convergence to local extremes at low signal-to-noise ratios (SNR).

In recent years, alternative approaches have been actively developed, including subspace methods, correlation algorithms, adaptive procedures, and neural network architectures. Each of these methods has its own advantages and disadvantages, but a systematic comparison of their metrological characteristics within a unified methodological framework is lacking in the literature.

The aim of this work is to conduct a comprehensive comparative analysis of modern algorithms for reducing errors in measuring the central frequency of the spectrum with the formulation of recommendations for their optimal use depending on the technical requirements for the system.

1 Classical methods of spectral approximation

All algorithms for determining spectrum parameters can be divided into three groups:

All algorithms for determining spectrum parameters can be divided into three groups:

- approximation methods using special functions: direct approximation of the spectrum by one of the standard functions (Lorentz, Gauss, Voigt, and Pseudo-Voigt);
- interpolation methods: reconstructing the function at intermediate points;
- cross-correlation methods: finding the maximum by correlation with a reference function.

The methods of the first group remain the most common in commercial instruments due to their high processing speed and built-in physical interpretability. However, the choice of approximation function significantly affects the accuracy of parameter extraction, especially at low SNRs. None of the four main functions is universally optimal. Each represents a compromise between physical correctness, computational efficiency, and robustness to noise.

In the classical Brillouin scattering theory, the gain spectrum in the low gain regime is described by the Lorentz function [2]:

$$g_B(\nu) = \frac{g_0}{1 + 4(\nu - \nu_B)^2 / \Delta \nu_B^2}, \quad (2)$$

where g_0 is the peak gain; ν_B is the Brillouin shift frequency; $\Delta \nu_B$ is the full spectrum width at half maximum (FWHM), typically 20-40 MHz for standard single-mode fiber.

In Brillouin spectroscopy, the Lorentz profile describes the internal broadening of a spectral line due to the finite lifetime of an acoustic phonon. For standard SMF fibers, this lifetime is on the order of a few nanoseconds, resulting in a natural linewidth on the order of a few to tens of MHz.

Advantages [3]:

Advantages:

- simple analytical form with a minimum number of parameters (4);
- fast calculation and minimal memory requirements;
- good physical interpretation of the parameters.

Disadvantages:

Disadvantages:

- slow asymptotics (decreases as $1/\nu^2$ on the wings);
- poorly describes Doppler broadening (temperature effects);
- experimental spectra often show significant deviations in the line wings;
- requires iterative optimization (Levenberg-Marquardt method).

The essence of the Levenberg-Marquardt is to solve the problem of nonlinear least squares of the functional [4]:

$$S(\theta) = \sum_{i=1}^N r_i(\theta)^2, r_i(\theta) = y_i - I(\nu_i; \theta), \quad (3)$$

where: N is the number of frequencies; $I(\nu_i; \theta)$ is the theoretical value of the Lorentz function at frequency ν_i ; $\theta = (A, \nu_B, \Gamma)$ is the vector of the amplitude of the Brillouin frequency shift and the width of the spectral line; y_i is the experimental value of the spectrum at frequency ν_i , $i=1, 2, \dots, N$.

In real-world conditions, distortion of the ideal shape is observed due to inhomogeneous broadening and systematic distortions, necessitating the use of more complex models. Thus, at high gain levels (> 10 dB), the spectrum shape transitions to a Gaussian profile [5]:

$$g_G(\nu) = g_0 \exp\left(-\frac{2(\nu - \nu_B)^2}{\Delta \nu_B^2}\right), \quad (4)$$

This transition is caused by nonlinear pump depletion and gain saturation effects in finite bandwidth systems.

Advantages [6]:

- rapid decay at the wings (exponential);
- good description of the central part of the peak under conditions of dominant Doppler broadening;
- analytical formulas for many operations (convolution, integration).

Disadvantages, such as:

- significant distortions when approximating broadband spectra;
- the error can be an order of magnitude higher than for the Lorentz [7], contain both components: Lorentzian (from acoustic losses) and Gaussian (homogeneous broadening, temperature fluctuations, and defects in the material).

The Voigt function $V(\nu; \sigma; \gamma)$ models this superposition quite accurately as a convolution of the Gaussian and Lorentzian frequency profiles [8]:

The Voigt function $V(\nu; \sigma; \gamma)$ models this superposition quite accurately as a convolution of the Gaussian and Lorentzian frequency profiles [8]:

$$V(\nu; \sigma; \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\nu'; \sigma) L(\nu - \nu'; \gamma) d\nu', \quad (5)$$

where: $G(\nu'; \sigma)$ is a Gaussian profile; $L(\nu - \nu'; \gamma)$ is a Lorentzian profile; σ is the root-mean-square width (standard deviation); γ is the half-width at half-maximum (HWHM).

In the literature on Brillouin distributed sensors, the backscatter gain spectrum is often written in Voigt form [9]:

$$g_B(\nu) = g_{BM} V(\nu - \nu_B; \sigma_G, \gamma_L), \quad (6)$$

where: g_{BM} is the maximum gain value (or normalized amplitude of the return signal power); ν_B is the center frequency (BFS), which depends on temperature and strain; σ_G is the Gaussian component parameter (describes the effective Doppler-instrumental broadening); γ_L is the Lorentzian component parameter (describes the acoustic attenuation, i.e. the “true” Brillouin width).

Advantages:

- Maximum physical correctness for SBS (Stimulated Brillouin Scattering) spectra;
- Minimum approximation error for experimental data ($S = 89 \cdot 10^{-4}$) [9];
- Flexibility in describing various modes (pure Lorentz or Gaussian in extreme cases).

Disadvantages:

- Calculation requires specialized algorithms;
- Excessive demands on computing resources (50-100 times slower than Lorentz);
- Potential instability with excessively noisy data.

The Pseudo-Voigt profile is a linear combination of the Gaussian and Lorentzian profiles with mixing parameter $\eta \in [0, 1]$:

The Pseudo-Voigt profile is a linear combination of the Gaussian and Lorentzian profiles with mixing parameter $\eta \in [0, 1]$:

$$V_p(\nu) = \eta \cdot L(\nu) + (1 - \eta) \cdot G(\nu), \quad (7)$$

where η is the weighting parameter that determines the proportion of the Lorentz component.

The full Voigt profile is a convolution of a Gaussian and a Lorentzian function and is used to describe complex spectra with multiple broadening mechanisms.

Advantages:

- Simple analytical expression, fast calculation (comparable in speed to the Lorentz profile);
- Good description of real spectra for $\eta \approx 0.5-0.8$ for SBS;
- Acceptable accuracy ($S = 95 \cdot 10^{-4}$) with a significant reduction in computational costs;
- Easily integrated into standard software packages.

Disadvantages:

- Phenomenological in nature; not an exact convolution;
- At extreme η values (very close to 0 or 1), it may yield worse results than Gaussian or Lorentzian profiles;
- The η parameter requires separate optimization.

A comparison of approximation methods by accuracy is presented in Table 1.

Table 1

Comparison of approximation methods by accuracy

Function	Error($S \cdot 10^4$)	Applicability in SBS	Computational complexity
Lorenz	153	well	1×(rapidly)
Gauss	613	Not applicable	1×(rapidly)
Voigt	89	Excellent	50-100× (slowly)
Pseudo-Voigt	95	well	1-2× (optimal)

2 Parabolic approximation of the vicinity of the spectrum maximum

Fitting the parameters of a quadratic (parabolic) function is central to the algorithmic chain for processing noisy spontaneous Brillouin scattering (SBS) spectra in fiber optic sensors such as Brillouin Optical Time Domain Reflectometry (BOTDR) and BOTDA. Its primary purpose is to accurately and quickly extract the spectral peak to determine the Brillouin Frequency Shift (BFS), which is linearly related to the temperature and strain of the optical fiber. Near the peak, the spectral envelope curve is well approximated by a second-order parabola, allowing the computationally complex nonlinear fitting of a Lorentzian or Voigt function to be replaced with a simple polynomial regression

In the vicinity of the peak of the experimental spectrum, the profile is approximated by a parabola (quadratic function):

$$y = af^2 + bf + c, \quad (8)$$

where the coefficients a , b , c are determined by the least squares method.

Suppose the spectrum is represented by a set of data points $\{(x_i, y_i)\}_{i=1}^N$ containing additive Gaussian noise with variance σ_n^2 . The quadratic fitting problem is solved using the least squares method:

$$\sum_{i=1}^N \left[y_i - (ax_i^2 + bx_i + c) \right]^2 \rightarrow \min. \quad (9)$$

The system of normal equations obtained from the minimization condition has the form [10]:

$$\begin{pmatrix} \sum x_i^4 & \sum x_i^3 & \sum x_i \\ \sum x_i^3 & \sum x_i^2 & \sum x_i \\ \sum x_i^2 & \sum x_i & N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum x_i^2 y_i \\ \sum x_i y_i \\ \sum y_i \end{pmatrix}. \quad (10)$$

The variance of the extracted peak frequency $x_p = -b/(2a)$ depends on the variances of the fitting coefficients a and b , as well as their covariance.

The variance of the extracted peak $\sigma_v()$ depends on many factors:

- the length and position of the frequency range used for fitting relative to the true peak. (If the range is centered on the true peak, the variance is minimal.)
- the influence of noise level.

$$\sigma_v \propto \frac{1}{\text{SNR}_A}. \quad (11)$$

The standard deviation of the peak depends linearly on the reciprocal of the signal-to-noise ratio.

- effect of frequency step:

$$\sigma_v \propto \sqrt{d}. \quad (12)$$

A finer scanning pitch (smaller d) improves accuracy but slows down the measurement.

- effect of the scanning line:

$$\sigma_v \propto \sqrt{N}. \quad (13)$$

Key advantages:

- computed in a single pass without iterations;
- requires only linear algebra (a system of 3 equations);
- execution speed is 50–200 times faster than nonlinear Lorentzian function fitting.
- robust to noise at low SNR: in systems with low signal-to-noise ratios, the parabolic method provides a more reliable estimate than simple maximum search or Lorentzian fitting.

Comparison with alternative methods is presented in Table 2 [11].

Table 2

Comparison with alternative methods

Method	Computation time	Accuracy	Dependence on parameters	Application
Quadratic fitting	1× (basic)	Average (~1–2 MHz error)	High	Real Time, BOTDR
Lorentz fitting	50–100×	Very good (~0.05 MHz)	Average	Offline analysis
Voigt fitting	100–200×	Excellent	Low	Research, narrow impulses

The table shows that quadratic fitting trades off a small loss in accuracy for a significant gain in speed, which is critical for distributed sensors on long fibers (>1 km). Fitting the parameters of the quadratic function occupies a critical position in the algorithm for processing the Brillouin spontaneous scattering spectra as a compromise between:

- speed (requirement for real-time operation for long sensors);
- accuracy (required deformation/temperature resolution);
- ease of implementation (does not require complex nonlinear optimizers).

Disadvantages:

- it is less robust to peak asymmetry and shape distortion (multimode/multi-peak fibers, nonlinear and polarization effects);
- it is highly dependent on the choice of window around the maximum.

3 Correlation methods of BGS processing

The main challenge in extracting information parameters (BFS) from experimental Brillouin gain spectra is the need to accurately determine the spectral peak position in the presence of noise, spectral broadening, and nonlinear distortions. Traditional methods based on approximating the spectrum with a Lorentz function using nonlinear optimization (the Levenberg-Marquardt method) show limited effectiveness at low signal-to-noise ratios ($\text{SNR} < 10$ dB) or with high spectral profile deformation. Alternative methods include correlation analysis, which utilizes the mathematical operations of convolution, cross-correlation, and spectral modulation to extract the information peak from a noisy signal. These methods are attractive due to their mathematical rigor, physical interpretability, and excellent robustness under extreme conditions.

Correlation methods for backscatter spectral analysis encompass a variety of approaches, among which the most effective are cross-correlation and inverse correlation algorithms. The former involves calculating the correlation function between a theoretical spectral profile curve and an experimental spectrum containing a noise component. With this processing, the shape of the resulting correlation curve is decisively determined by the morphology of the useful signal, while the influence of noise is negligible. This approach, known in the literature as the cross-correlation method (CCM), is widely used in spectral analysis of fiber-optic sensors [12].

Let the reference function $gr(v)$ correlate with the combined signal $gn(v) = gu(v) + n(v)$, where $gu(v)$ is the unknown Lorentzian profile, and $n(v)$ is the interference component with the character of random noise. The cross-correlation function of these signals is determined by the following relation [12]:

$$\begin{aligned} G_m(v) &= g_r(v)g_n(v) = g_r(v)[g_u(v) + n(v)] = \\ &= g_r(v)g_u(v) + g_r(v)n(v) = G_c(v) + N_c(v). \end{aligned} \quad (14)$$

The mathematical expression under consideration is decomposed into two independent components: $G_c(v)$ is responsible for the correlation signal between two perfect Lorentzian profiles, while $N_c(v)$ characterizes the correlation response of an ideal profile in the presence of white noise. The ratio between them is equivalent to the signal-to-noise ratio for $G_m(v)$. When compared with the baseline BGS spectrum, it is revealed that the original spectrum contains a higher level of noise

components. At the same time, the cross-correlation forms a quasi-Lorentzian envelope near the maximum, providing significant attenuation of the noise component.

An alternative approach is the Backward Correlation (BWC) method. It is a powerful tool for determining the position of a spectral peak in high-noise conditions. The fundamental idea behind the method is based on the orthogonality of signal and noise during convolution.

Let the original spectrum be represented by a discrete set of samples [13]:

$$P_i = P(\nu_0 + i \cdot \Delta\nu), i = 0, 1, \dots, 2N, \quad (15)$$

where ν_0 is the minimum frequency of the spectrum; $\Delta\nu$ is the frequency scanning step; P_i is the backscattering power density at the frequency ν_i .

The return signal is defined as a mirror image of the original spectrum:

$$P'_i = P_{2N-i}. \quad (16)$$

For each integer shift value $k \in [-2N, 2N]$, the shifted return signal is calculated:

$$P''_i(k) = P'_{i-k}, P'' = 0, \text{ if } i - k \notin [0, 2N]. \quad (17)$$

The convolution (discrete inverse correlation) between the forward and shifted reverse signals is calculated as:

$$X(k) = \sum_{i=0}^{2N} P_i \cdot P''_i(k) = \sum_{i=0}^{2N} P_i^s \cdot P_i^{ns}(k) + \text{parasitic terms}, \quad (18)$$

where the first term represents the product of useful signals, and the remaining terms are related to noise components.

The Pearson correlation coefficient is calculated using the formula [14]:

$$r(k) = \frac{\langle p \cdot p''(k) \rangle - \langle p \rangle \langle p''(k) \rangle}{\sigma_p \cdot \sigma_{p''(k)}}, \quad (19)$$

where $\langle \cdot \rangle$ is the mean value; σ is the standard deviation

The maximum of the correlation coefficient corresponds to the maximum of the convolution at the same shift value k_0 .

The Brillouin frequency shift is calculated from the found shift value k_0 :

$$\nu_b = \nu_0 + (N - \frac{k_0}{2}) \cdot \Delta\nu. \quad (20)$$

The advantage of the BWC method is most evident when working with noisy spectra. Mathematically, this is explained by the fact that the convolution operation passes the data through a "averaging" procedure for adjacent points twice, effectively acting as a nonlinear low-pass filter for the noise component. Experiments have shown that at SNR < 2 dB, the BWC method provides a determination accuracy of BFS ± 0.4 MHz [15].

It has several other significant advantages:

- efficiency at low SNR: the method yields lower error at SNR < 20 dB compared to traditional peak-search methods, where each noise spike can introduce significant error;

- simplicity of calculation: it only requires calculating N correlations, where N is the number of samples in the spectrum;
- no averaging required: it works with a single spectrum without pre-averaging the data;

- invariance to spectral shape: it does not depend on the exact shape of the peak, making it robust to spectral asymmetry and artifacts;

- one-step processing: no pre-cleaning of the signal is required.

The dependence of the critical SNR on the scanning step shows that with a smaller scanning step, the advantages of the method are manifested in a wider range of SNR [16].

4 Application of artificial neural networks and machine learning methods

In recent years, machine learning, and in particular artificial neural networks (ANNs), have been actively used to process signals in distributed fiber-optic sensors. ANNs possess the ability to nonlinearly model complex dependencies, effectively suppress noise, and extract useful features from low-SNR data. This makes them a promising tool for improving the key metrological characteristics of MBS-based (Mandelstam-Brillouin scattering) sensors without hardware modification. Machine learning (ML), and particularly deep learning, has opened up new possibilities for processing complex multivariate data, demonstrating outstanding results in pattern recognition and regression analysis. The integration of machine learning into distributed fiber-optic sensor metrology enables a transition from rigid algorithmic procedures to adaptive models capable of extracting hidden dependencies directly from raw or poorly processed data. This is consistent with the overall trend toward digitalization of measurement technology and the transition to intelligent sensor systems. Over the past five years, artificial intelligence methods, from simple artificial neural networks (ANNs) to complex convolutional neural network (CNN) architectures and physically informed deep learning models, have demonstrated the ability to outperform classical methods in speed, accuracy, and robustness [17].

The first successful applications of neural networks to BOTDA data processing were based on simple fully connected architectures with 1-3 hidden layers. The basic idea is that the input layer receives normalized BGS spectral values (typically 50-150 frequency points), and the output layer predicts the BFS and spectral width. Fundamentally, ANN operation comes down to functions composition, where each layer applies a linear transformation (matrix multiplication) and a nonlinear transformation (activation function).

A neural network consists of a sequence of layers. Each layer performs the following transformation [18]:

$$Z^{(l)} = W^{(l)} X^{(l-1)} + b^{(l)}, \quad (21)$$

where:

- $W^{(l)} \in R^{\eta_l \times \eta_{l-1}}$ is the weight matrix of the R-th layer of size $\eta_l \times \eta_{l-1}$;
- $X^{(l-1)} \in R^{\eta_{l-1} \times m}$ is the input matrix for the R-th layer (size: number of neurons in the previous layer $\times$ number of examples in the mini-batch);
- $b^{(l)} \in R^{\eta_l}$ is the bias vector added to each column;
- $Z^{(l)} \in R^{\eta_l \times m}$ – the resulting matrix before applying the activation function [2, 3].

After calculation $Z^{(l)}$, the activation function is applied element by element:

$$A^{(l)} = \sigma(Z^{(l)}), \quad (22)$$

where σ is the activation function applied independently to each element of the matrix, and $A^{(l)}$ is the activation of the R-th layer, which becomes the input to the next layer.

For a network with L layers, the complete composition of functions has the form [19]:

For a network with L layers, the complete composition of functions has the form [19]:

$$A^{(L)} = f_L(A^{(L-1)}) = f_L(f_{L-1}(\dots f_1(X^{(0)})\dots)), \quad (23)$$

where each function f_i is a combination of a matrix transformation and an activation function:

$$f_i(X^{(i-1)}) = \sigma(W^{(i)} X^{(i-1)} + b^{(i)}). \quad (24)$$

Activation functions introduce nonlinearity into the network, allowing it to approximate nonlinear functions. Without them, a neural network would be equivalent to a single linear transformation.

The mathematical description of an artificial neural network shows that it is a composition of alternating linear transformations (matrix multiplications) and nonlinear transformations (activation functions). Network training is accomplished through the back propagation algorithm. Modern optimization methods can adaptively adjust learning rates for each parameter, ensuring fast and stable convergence. ANNs are particularly effective for spectra distorted by nonlocal effects (nonlinear effects such as stimulated Brillouin scattering).

A simple two-layer ANN can process 100,000 spectra in 1.2 seconds, while a nonlinear regression method requires approximately 3 hours for a similar data volume. BFS detection errors were comparable to those of the Lorenz curve when trained on clean synthetic data, but ANN performance was significantly higher when noise was added [20].

One of the limitations of simple ANNs is the requirement for a fixed input vector size. To solve this, linear spectral interpolation is used to equalize all input data to the same number of frequency points.

Convolutional neural networks (CNNs) are a specialized class of deep neural networks that automatically extract hierarchical features from input data. The CNN architecture is based on the convolution operation – a mathematical operation that applies small weight matrices (kernels or filters) to local regions of the input data. Different input data dimensions require different approaches: one-dimensional convolutions (1D CNNs) are applied to time series and spectral profiles, while two-dimensional convolutions (2D CNNs) work with images and spectrograms. Below, we present a systematic description of both architectures, with a full mathematical framework and applications to spectral data processing that are directly relevant to optical signal processing.

One-dimensional convolutional neural networks (1D CNNs) are a specialized class of deep learning architectures designed to process sequential data such as time series, signals, spectral profiles, and other one-dimensional sequences. Unlike classic two-dimensional CNNs used in computer vision, 1D CNNs apply convolutional operations along a single dimension, making them ideal for signal analysis in optics and spectroscopy.

The fundamental operation underlying a 1D CNN is one-dimensional convolution. Mathematically, convolution is a filtering operation that detects similarities between a filter and the input data. For an input signal $x[n]$ and a convolution kernel $w[k]$

(filter), the output signal is given by formula [21]:

$$y[m] = \sum_{k=0}^{K-1} w[k] \cdot x[m-k] + b, \quad (25)$$

where:

- $x[m-k]$ – input values with offset;
- $w[k]$ – weight coefficients of the kernel of size K;
- b – offset;
- m – current sliding position of the kernel;
- $y[m]$ – output value at position m.

This operation is repeated for each position m, producing the output sequence.

The architecture of a 1D CNN consists of successive layers, each of which performs a specific function:

1. Input layer accepts a one-dimensional sequence.
2. Convolutional layers apply one-dimensional filters to the input data to extract local features.
3. Activation layers add nonlinearity.
4. Pooling layers reduce the length of the sequence while preserving important features.
5. Fully connected layers transform the extracted features into the final output.
6. Output layer makes a prediction.

Convolutional neural networks 2D CNN are based on discrete two-dimensional convolution, calculated using the formula [22]:

$$S[i, j] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I[i-m, j-n] \cdot K[m, n] + b, \quad (26)$$

where:

- $I[i-m, j-n]$ – elements of the input matrix;
- $K[m, n]$ – elements of the $M \times N$ kernel;
- $S[i, j]$ – element of the output feature map;
- b – offset.

The kernel slides over the input data with a given stride, and for each position the dot product of the overlapping elements is calculated.

The architecture of a 2D CNN is similar to a 1D one, but works with two-dimensional input data:

1. Input layer accepts the image size.
2. Convolutional layers apply two-dimensional filters to extract spatial features.
3. Activation layers introduce nonlinearity.
4. Pooling layers reduce spatial dimensions.
5. Fully connected layers classify or regress.

The comparison of 1D and 2D CNN is presented in Table 3 [23].

Table 3

Comparison of 1D and 2D CNN

Characteristic	1D CNN	2D CNN
Input data type	One-dimensional sequences (time series, spectral profiles)	Two-dimensional matrices (images, spectrograms)...
Kernel size	K	$K_h \times K_w$
Computer complexity	Low	Medium-High
Application	Spectral curves	Spectrogram analysis
Parallelism	Good for long sequences	Good for regular spatial structure

5 Modeling

The simulation was performed using MATLAB R2023a on a model developed to analyze the dependence of the absolute error in determining the center frequency of the Mandelstam-Brillouin backscatter spectrum upon approximation by a parabola, Lorentzian, Gaussian, and pseudo-Voigt functions, as well as through correlation processing, as a function of SNR at various gating steps and FWHM. The simulation was conducted using the following physical constants:

- spectrum center frequency 10.850 GHz;
- number of iterations for calculating the standard deviation...1000;
- frequency intervals 0.5 MHz, 1 MHz, and 2 MHz;
- spectral line width 30 MHz and 50 MHz.

The simulation results are presented in Figures 1-5.

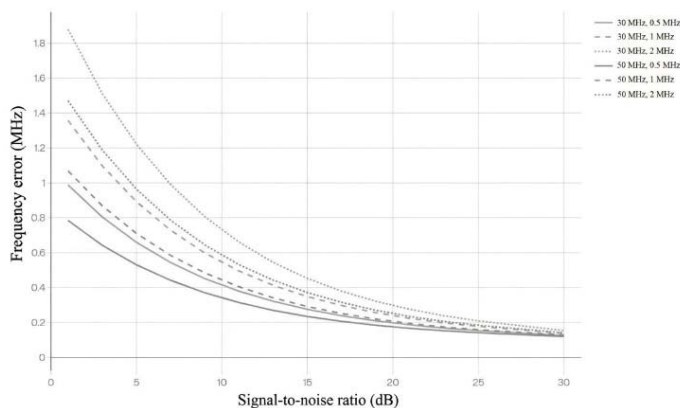


Fig. 1. Absolute error in determining the central frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering spectrum when approximated by a parabola depending on the SNR at different gating steps and FWHM

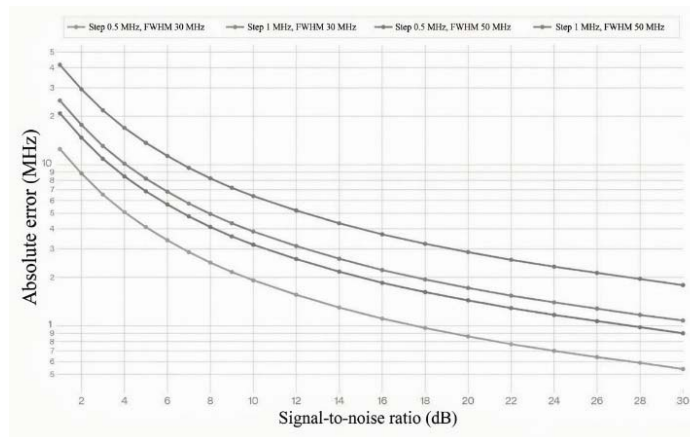


Fig. 2. Dependence of the absolute error in determining the central frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering spectrum on SNR when fitting with the Lorentz function for different gating parameters and spectrum widths

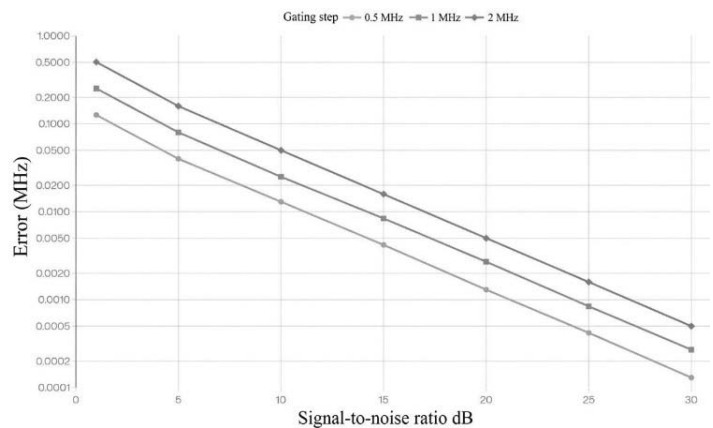


Fig. 3. Dependence of the absolute error in determining the central frequency of the spectrum on the SNR when fitting the Gaussian function at different gating steps and FWHM

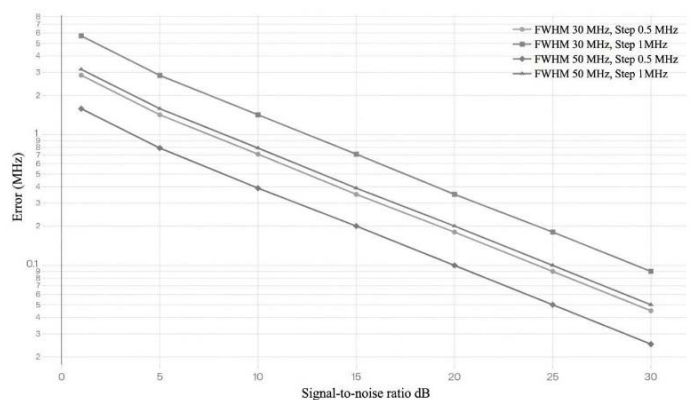


Fig. 4. Dependence of the absolute error in determining the central frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering signal spectrum on the SNR when fitting with the pseudo-Voigt function for different gating parameters and spectrum widths

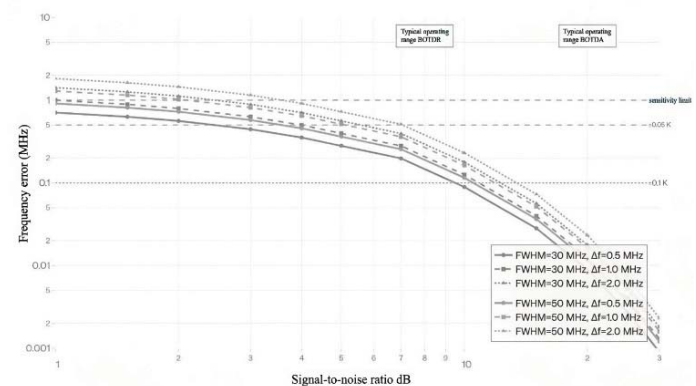


Fig. 5. Absolute error in determining the central frequency of the Mandelstam-Brillouin backscattering spectrum of correlation processing depending on the SNR at different gating steps and FWHM

6 Fundamental limitations

The fundamental limitations on reducing the measurement error of the central frequency of the spectrum are determined by the following factors [24]:

- finite (natural) Brillouin linewidth ($\Delta\nu_B \approx 30$ MHz in standard single-mode fiber at room temperature), determined by the lifetime of acoustic phonons and their attenuation;
- quantum-statistical limit (Cramer–Rao bound) of the frequency estimation accuracy from a noisy Lorentzian or Voigt profile at a fixed signal-to-noise ratio;
- fundamental trade-off between time window duration, spatial resolution, and frequency estimation accuracy;
- nonlocal effects and optical nonlinearity in long fiber links at elevated optical power levels;
- heterogeneity of the distribution of environmental parameters within a spatial resolution cell;
- metrological limitations of the measurement path (reference frequency stability, linearity, dynamic range, and intrinsic noise of the receiving and measuring equipment).

7 Promising directions for reducing errors

The most promising directions for reducing errors in distributed Brillouin measurement systems include [25, 26]:

1. Algorithmic Methods for Brillouin Frequency Shift Estimation

- development and implementation of fast linearized and correlation estimators (linear least squares with a Lorentzian profile, Lorentzian cross-correlation with frequency offset compensation);
- research and adaptation of ESPRIT/MUSIC class algorithms to real Brillouin spectra (BGS), including cases with pronounced multiplexes (in particular, double peaks).

2. Machine Learning Methods and Neural Networks

- development and industrial implementation of two-dimensional convolutional neural networks (2D-CNN) for direct extraction of the Brillouin frequency shift (BFS) from raw BOTDA/BOTDR data;
- research of physics-informed neural network models (physics-informed networks) for providing ultra-high spatial resolution and spectral deconvolution in regions with strong spatial gradients.

3. Spectrum Preprocessing and Reconstruction

- widespread implementation of methods for decomposing the original Brillouin spectrum into sub spectra, followed by noise reduction and back-summing of the subbands;
- development of approaches based on differential cross-spectrum (DCS) and complex spectrum analysis for more accurate BGS reconstruction and BFS estimation.

4. Physical aspects and Hardware Implementation

- development of specialized optical fibers and excitation modes with reduced full-width at half-maximum (FWHM) and controlled Brillouin parameters;
- integration of highly frequency-stable radiation sources and regular frequency scale self-calibration procedures into the measurement path.

8 Conclusion

This comprehensive comparative analysis establishes quantitative benchmarks for the performance of classical curve-

fitting methods for Brillouin frequency shift extraction under realistic signal-to-noise conditions typical of distributed fiber-optic sensing. Key findings include the following:

1. Lorentzian profile approximation using the Levenberg–Marquardt algorithm remains the physically sound "gold standard," providing a root-mean-square error of ~ 0.65 – 0.9 MHz at $\text{SNR} \geq 11$ dB. However, it carries a risk of convergence failures and is extremely computationally expensive.

2. Pseudo-Voigt profiles with an optimized mixing parameter η improve the reliability of the estimate at low SNR (3–7 dB) due to reduced covariance of the model parameters.

3. The Gaussian and Voigt profiles provide only limited advantages: the Gaussian profile sacrifices physically based accuracy for a small gain in computation time, while the Voigt profile increases computational complexity compared to the Levenberg–Marquardt Lorentzian approximation without a comparable increase in accuracy.

4. Machine learning approaches demonstrate an advantage in the low SNR region (< 6 dB), providing a reduction in error compared to classical methods and eliminating convergence issues; convolutional neural networks are particularly effective in the presence of spectral deformations caused by sharp deformation or temperature gradients.

The obtained results provide a quantitative basis for engineers and researchers deploying distributed Brillouin sensors and enable informed tradeoffs between accuracy, computational efficiency, reliability, and metrological transparency. The presented comparative data lays the foundation for further development of signal processing methodologies in fiber-optic sensing, aimed at increasing monitoring ranges and reducing measurement errors in distributed infrastructure condition monitoring applications.

Author's Declaration

The conceptualization and methodological design of the study were carried out jointly. N.I. Gorlov conducted the empirical data collection. The analysis of the results and their theoretical interpretation were conducted jointly. O.A. Bogatyreva prepared the initial version of the scientific text. Critical review, editing, and finalization of the manuscript were carried out jointly; the final version was read and approved jointly. The authors declare that they have no potential conflicts of interest in connection with the research presented in this article.

Acknowledgments

The authors express their gratitude to the staff of the Department of Photonics in Telecommunications at the Siberian State University of Telecommunications and Informatics for their valuable recommendations, which contributed to improving the scientific quality of this article.

Financial support

The study was conducted within the framework of the State Assignment of the Siberian State University of Telecommunications and Informatics, approved by the Ministry of Digital Development, Communications and Mass Media of the Russian Federation, agreement No. 071-03-2026-011, January 29, 2026.

References

- [1] X. Bao, L. Chen, "Recent progress in Brillouin scattering based fiber sensors," *Sensors*, 2011, vol. 11, pp. 4152–4187. doi.org/10.3390/s110404152
- [2] X. Bao, L. Chen, "Recent progress in distributed fiber optic sensors," *Sensors*, 2012, vol. 12, pp. 8601–8639. doi.org/10.3390/s120708601
- [3] X. Bao, L. Chen, "Recent progress in distributed fiber optic sensors," *Sensors*, 2012, vol. 12, pp. 8601–8639. doi.org/10.3390/s120708601
- [4] Y. Dong, "High-performance distributed Brillouin optical fiber sensing," *Photonic Sensors*, 2021, vol. 1, no. 11, pp. 69–90. doi:10.1007/s13320-021-0616-7
- [5] M. A. Soto, L. Thévenaz, "Modeling and evaluating the performance of Brillouin distributed optical fiber sensors," *Optics Express*, 2013, vol. 21, no. 25, pp. 31347–31366. doi.org/10.1364/OE.21.03134
- [6] B. H. Armstrong, "Spectrum line profiles: The Voigt function," *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, 1967, vol. 7, pp. 61–88. doi.org/10.1016/0022-4073(67)90057-X
- [7] Y. Zhang, G. Fu, Y. Liu, W. Bi, "A novel fitting algorithm for Brillouin scattering spectrum of distributed sensing systems based on RBFN networks," *Optik*, 2013, vol. 124, no. 8, pp. 718–721. doi:10.1016/j.ijleo.2012.01.018
- [8] Y. Hagiwara, T. Kuwatani, "Precision in peak parameter estimation for the Pseudo-Voigt profile: a novel optimization approach for high-precision analysis via mixing parameter control," *ACS Measurement Science Au*, 2025, vol. 5, no. 4, pp. 497–510. doi.org/10.1021/acsmesuresciau.5c00030
- [9] S. P. Limandri, R. D. Bonetto, H. O. Di Rocco, J. Trincavelli, "Fast and accurate expression for the Voigt function. Application to the determination of uranium M linewidths," *Spectrochimica Acta Part B Atomic Spectroscopy*, 2008, vol. 63, no. 9, pp. 962–967. doi:10.1016/j.sab.2008.06.001
- [10] H. Zheng, Z. Fang, Z. Wang, B. Lu, Y. Cao, Q. Ye, R. Qu, H. Cai, "Brillouin frequency shift of fiber distributed sensors extracted from noisy signals by quadratic fitting," *Sensors*, 2018, vol. 18, no. 2, pp. 409–420. doi.org/10.3390/s18020409
- [11] Y. Zhang, Y. Lu, L. Chen, T. Wu, "Segmented noise reduction based on Brillouin-spectrum-partition in Brillouin optical time domain sensors," *IEEE Sensors Journal*, 2021, vol. 21, no. 20, pp. 22792–22802. doi:10.1109/JSEN.2021.3110205
- [12] A. I. Krivosheev, Yu. A. Konstantinov, F. L. Barkov, V. P. Pervadchuk, "Comparative analysis of the accuracy of determining the Brillouin frequency shift in extremely noisy spectra by various correlation methods," *Instruments and experimental technique*, 2021, no. 5, pp. 84–89.
- [13] A. I. Krivosheev, F. L. Barkov, Yu. A. Konstantinov, M. E. Belokrylov, "Modern methods for determining the frequency shift of Mandelstam–Brillouin scattering in fiber-optic metrology and sensorics," *Instruments and experimental technology*, 2022, no. 5, pp. 5–30.
- [14] M. A. Farahani, E. S. Guerra, B. G. Colpitts, "Accurate estimation of Brillouin frequency shift in Brillouin optical time domain analysis sensors using cross correlation," *Optics Letters*, 2011, vol. 36, no. 21, pp. 4275–4277. doi:10.1364/OL.36.004275
- [15] F. L. Barkov, Yu. A. Konstantinov, "A modification of the backward correlation method for the Brillouin frequency shift accurate extraction," *Instruments and Experimental Techniques*, 2023, vol. 66, pp. 753–760.
- [16] N. D. Nordin, F. Abdullah, M. S. D. Zan, A. A. Bakar, A. I. Krivosheev, F. L. Barkov, Yu. A. Konstantinov, "Improving prediction accuracy and extraction precision of frequency shift from low-SNR Brillouin gain spectra in distributed structural health monitoring," *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 7, pp. 2677–2693. doi.org/10.3390/s22072677
- [17] L. Cao, S. Abedin, G. Cui, X. Wang, "Artificial intelligence and machine learning in optical fiber sensors: a review," *Sensors*, 2025, vol. 25, no. 24, pp. 7442–7463. doi.org/10.3390/s25247442
- [18] Y. Chang, H. Wu, S. Zhao, L. Shen, S. Fu, M. Tang, "Distributed Brillouin frequency shift extraction via a convolutional neural network," *Photonics Research*, 2020, vol. 8, no. 5, pp. 690–697. doi.org/10.1364/PRJ.389970
- [19] Y. Chang, H. Wu, S. Zhao, L. Shen, S. Fu, M. Tang, "Distributed Brillouin frequency shift extraction via a convolutional neural network," *Photonics Research*, 2020, vol. 8, no. 5, pp. 690–697. doi.org/10.1364/PRJ.389970
- [20] Y. Qian, G. Yang, Z. Lian, D. Liu, "Deep learning to overcome non-local effect in Brillouin optical time-domain analysis," *Journal of Lightwave Technology*, 2024, vol. 99, pp. 1–12. doi:10.1109/JLT.2024.3395456
- [21] D. Li, N. Jiang, X. Han, "Denoising of BOTDR dynamic strain measurement using convolutional neural networks," *Sensors*, 2023, vol. 23, no. 4, pp. 1764–1782. doi.org/10.3390/s23041764
- [22] W. Zhang, Z. Sun, X. Chen, Z. Kong, S. Jiang, F. Zhang, S. Wang, "Temperature extraction from Brillouin sensing based on temporal convolutional networks," *Optical Fiber Technology*, 2024, vol. 88, pp. 103986. doi.org/10.1016/j.yofte.2024.103986
- [23] B. Wang, L. Wang, N. Guo, Z. Zhao, S. Yu, S. Lu, "Deep neural networks assisted BOTDA for simultaneous temperature and strain measurement with enhanced accuracy," *Optics Express*, 2019, vol. 27, no. 3, pp. 2530–2543. doi.org/10.1364/OE.27.002530
- [24] Z. Haodi, W. Qi, "Advances in high-resolution and long-range Brillouin distributed optical fiber sensing technology," *Intelligent Perception Engineering*, 2025, vol. 2, no. 2, pp. 31–45. doi:10.3969/j.issn.2097-4965.2025.02.003
- [25] Z. Xu, L. Zhao, "Accurate and ultra-fast estimation of Brillouin frequency shift for distributed fiber sensors," *Sensors and Actuators A Physical*, 2020, vol. 303, no. 16, pp. 111822. doi:10.1016/j.sna.2019.111822
- [26] I. V. Bogachkov, "A detection of strained sections in optical fibers on basis of the Brillouin relectometry method," *T-Comm*. 2016. Vol. 10. No. 12, pp. 85–91.

СРАВНИТЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПИКОВОЙ ЧАСТОТЫ СПЕКТРА ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ МАНДЕЛЬШТАМА-БРИЛЛЮЭНА В СТАНДАРТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ

Горлов Николай Ильич, *Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Новосибирск, Россия,*
Igorlovnik@yandex.ru

Богатырева Оксана Александровна, *Новосибирский Государственный Технический Университет, Новосибирск, Россия,*
bogatirevoksana@mail.ru

Аннотация

В распределенных волоконно-оптических системах, функционирующих на основе эффекта обратного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна, контроль температуры и деформаций реализуется через регистрацию ключевых параметров спектра усиления. При этом одной из главных задач подобных измерительных систем выступает высокоточное определение центральной частоты данного спектра. Был проведен сопоставительный анализ методов, позволяющих снизить погрешности при оценке центральной частоты спектрального сигнала в волоконно-оптических датчиках, использующих Мандельштам-Бриллюэновское рассеяние. В результате разработана математическая модель, описывающая зашумленный сигнал обратного рассеяния, применимая как для классической аппроксимации формы спектральных линий, так и для внедрения методов машинного обучения с целью улучшения метрологических характеристик распределенных волоконно-оптических датчиков. Выполнен детальный сравнительный анализ актуальных алгоритмов обработки бриллюэновских спектров, ориентированных на повышение точности измерений центральной частоты в распределенных волоконно-оптических сенсорных системах. Были проанализированы традиционные подходы к нелинейному приближению (функции Лоренца, Гаусса и псевдо-Войта), а также корреляционные, адаптивные и нейросетевые методы. Представлена математическая модель, описывающая погрешности измерений с учетом шумовой составляющей, систематических искажений и влияния дискретности частотной сетки. На основе численного моделирования проведено сравнение метрологических характеристик рассматриваемых алгоритмов. Предложена оптимальная стратегия их выбора, определяемая требованиями к пространственному разрешению, предельной дальности измерения и инерционности (времени реакции) системы. Результаты сопоставительного анализа функциональных возможностей алгоритмов, направленных на снижение погрешностей измерения центральной частоты спектра в волоконно-оптических датчиках, использующих эффект обратного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна, а также предложенная методология выбора, могут быть востребованы при разработке практических систем мониторинга. Отмечено, что данные результаты могут быть распространены на другие задачи спектрального анализа, требующие точного определения положения спектрального пика на фоне шумов.

Ключевые слова: *волоконно-оптические датчики, рассеяние Мандельштама-Бриллюэна, измерение сдвига частоты, функции Гаусса, Лоренца, Фойгта, Псевдо-Фойгта, машинное обучение, нейронные сети*

Литература

1. Bao X., Chen L. Последние достижения в области волоконных датчиков на основе рассеяния Бриллюэна // Датчики. 2011. Том 11. С. 4152-4187. doi.org/10.3390/s110404152
2. Bao X., Chen L. Последние достижения в области распределенных волоконно-оптических датчиков // Датчики. 2012. Том 12. С. 8601-8639. doi.org/10.3390/s120708601
3. Bao X., Chen L. Последние достижения в области распределенных волоконно-оптических датчиков // Датчики. 2012. Том 12. С. 8601-8639. doi.org/10.3390/s120708601
4. Донг Ю. Высокопроизводительное распределенное оптоволоконное зондирование по Бриллюэну // Фотонные датчики. 2021. Том 1. № 11. С. 69-90. doi:10.1007/s13320-021-0616-7
5. Soto M.A., Tavenaz L. Моделирование и оценка производительности распределенных волоконно-оптических датчиков Бриллюэна // Optics Express. 2013. Том 21. № 25. С. 31347-31366. doi.org/10.1364/OE.21.031347
6. Армстронг Б. Х. Профили спектральных линий: функция Фойгта // Журнал количественной спектроскопии и переноса излучения. 1967. Том 7. С. 61-88. doi.org/10.1016/0022-4073(67)90057-X
7. Чжан Ю., Фу Г., Лю Ю., Би У. Новый алгоритм подбора спектра рассеяния Бриллюэна для распределенных систем зондирования, основанных на сетях RBFN // Оптик. 2013. Том 124. № 8. С. 718-721. doi:10.1016/j.jilleo.2012.01.018.
8. Хагивара Ю., Куватани Т. Точность оценки пиковых параметров для профиля Псевдофойгта: новый подход к оптимизации для высокоточного анализа с помощью управления параметрами смешивания // ACS Measurement Science Au. 2025. Том 5. № 4. С. 497-510. doi.org/10.1021/acsmesuresciau.5c00030
9. Лимандри С. П., Бонетто Р. Д., Ди Рокко Х. О., Тринкавелли Дж. Быстрое и точное выражение для функции Фойгта. Применение для определения ширины линий урана М // Спектрохимия, часть В. Атомная спектроскопия. 2008. Том 63. № 9. С. 962-967. doi:10.1016/j.sab.2008.06.001
10. Чжэн Х., Фанг З., Ван З., Лу Б., Цао Ю., Йе К., Ку Р., Цай, Х. Сдвиг частоты по Бриллюэну волоконно-распределенных датчиков, выделенный из зашумленных сигналов методом квадратичной подгонки // Датчики. 2018. Том 18. № 2. С. 409-420. doi.org/10.3390/s18020409
11. Чжан Ю., Лу Ю., Чен Л., Ву Т. Сегментированное подавление шума на основе разделения спектра Бриллюэна в оптических датчиках Бриллюэна во временной области // Журнал IEEE Sensors. 2021. Том 21. № 20. С. 22792-22802. doi:10.1109/JSEN.2021.3110205
12. Кривошеев А. И., Константинов Ю. А., Барков Ф. Л., Первадчук В. П. Сравнительный анализ точности определения сдвига бриллюэновской частоты в экстремально зашумленных спектрах различными корреляционными методами // Приборы и техника эксперимента. 2021. №5. С. 84-89.
13. Кривошеев А. И., Барков Ф. Л., Константинов Ю. А., Белокрылов М. Е. Современные методы определения частотного сдвига рассеяния Мандельштама-Бриллюэна в волоконно-оптической метрологии и сенсорике // Приборы и техника эксперимента. 2022. №5. С. 5-30.

14. Фарахани М.А., Гуэрра Э. С., Колпиттс Б.Г. Точная оценка сдвига частоты Бриллюэна в датчиках оптического анализа Бриллюэна во временной области с использованием взаимной корреляции // Письма по оптике. 2011. Том 36. № 21. С. 4275-4277. doi:10.1364/OL.36.004275
15. Барков Ф. Л., Константинов Ю. А. Модификация метода обратной корреляции для точного определения частотного сдвига Бриллюэна // Приборы и экспериментальные методы. 2023. Том 66. С. 753-760.
16. Нордин Н.Д., Абдулла Ф., Зан М.С.Д., Бакар А.А., Кривошеев А. И., Барков Ф. Л., Константинов Ю. А. Повышение точности прогнозирования и выделения частотного сдвига из спектров Бриллюэновского усиления с низким SNR при распределенном мониторинге состояния конструкций // Датчики. 2022. Том 22. № 7. С. 2677-2693. doi.org/10.3390/s22072677
17. Цао Л., Абедин С., Цуй Г., Ван Х. Искусственный интеллект и машинное обучение в волоконно-оптических датчиках: обзор // Датчики. 2025. Том 25. № 24. С. 7442-7463. doi.org/10.3390/s25247442
18. Чанг Ю., Ву Х., Чжао С., Шен Л., Фу С., Тан М. Выделение распределенного бриллюэновского сдвига частоты с помощью сверточной нейронной сети // Исследования в области фотоники. 2020. Том 8. № 5. С. 690-697. doi.org/10.1364/PRJ.389970
19. Чанг Ю., Ву Х., Чжао С., Шен Л., Фу С., Тан М. Выделение распределенного бриллюэновского сдвига частоты с помощью сверточной нейронной сети // Исследования в области фотоники. 2020. Том 8. № 5. С. 690-697. doi.org/10.1364/PRJ.389970
20. Цянь Ю., Ян Г., Лянь З., Лю Д. Глубокое обучение для преодоления нелокального эффекта в оптическом анализе Бриллюэна во временной области // Журнал световолновой технологии. 2024. Том 99. С. 1-12. doi:10.1109/JLT.2024.3395456
21. Ли Б., Цзян Н., Хан Х. Устранение помех при измерении динамической деформации BOTDR с использованием сверточных нейронных сетей // Датчики. 2023. Том 23. № 4. С. 1764-1782. doi.org/10.3390/s23041764
22. Чжан У., Сун З., Чен Х., Конг З., Цзян С., Чжан Ф., Ван С. Извлечение температуры из данных зондирования Бриллюэна на основе временных сверточных сетей // Технология оптического волокна. 2024. Том 88. С. 103986. doi.org/10.1016/j.yofte.2024.103986
23. Ван Б., Ван Л., Го Н., Чжао З., Ю С., Лу С. Глубокие нейронные сети с поддержкой BOTDA для одновременного измерения температуры и деформации с повышенной точностью // Оптика Экспресс. 2019. Том 27. № 3. С. 2530-2543. doi.org/10.1364/OE.27.002530
24. Хаоди З., Ци У. Достижения в области технологии оптоволоконного зондирования с высоким разрешением и большой дальностью действия по Бриллюэну // Инженерия интеллектуального восприятия. 2025. Том 2. № 2. С. 3-45. doi: 10.3969/j.issn.2097-4965.2025.02.003
25. Сюй З., Чжао Л. Точная и сверхбыстрая оценка сдвига частоты Бриллюэна для распределенных волоконных датчиков // Датчики и исполнительные механизмы A Physical. 2020. Том 303. № 16. С. 111822. doi: 10.1016/j.sna.2019.111822
26. Богачков И. В. Обнаружение натяженных участков в оптических волокнах на основе метода бриллюэновской рефлектометрии // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 12. С. 85-91.

Информация об авторах:

Горлов Николай Ильич, доктор технических наук, профессор, Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Новосибирск, Россия. orcid.org/0000-0003-3614-8325

Богатырева Оксана Александровна, старший преподаватель кафедры иностранных языков, Новосибирский Государственный Технический Университет, Новосибирск, Россия. orcid.org/0000-0001-5397-224X