

Научный журнал "T-Comm: Телекоммуникации и транспорт"

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобразования 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 (РИНЦ)
Google Scholar; CyberLeninka (Open Schience);
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 copyryght. 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

T-Comm
Телекоммуникации и транспорт
ТОМ 20. №10-2026
Дата выхода: 20.10.2026 г.

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобразования 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 оргкимтетов WSEAS), Россия, Мексика
Бестугин Александр Роальдович
(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 Intarnational 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
Ныркov 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

www.media-publisher.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Павлов В.А., Орлова А.С., Шариати Ф., Завьялов С.В., Лиокумович Л.Б.
Применение компьютерного зрения для адаптивного выбора сигналов в условиях многолучевого распространения на промышленных объектах 4

Нго К. Ф., Варламов О.В.
Исследование энергетических характеристик передатчика с дефазированием 15

Бестугин А.Р., Куркова О.П.
Влияние геометрии микроканальных пластин оптической системы на функциональные возможности рентгеновского телескопа для космического мониторинга послесвечения гамма-всплесков 25

Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Гущина О.А., Вавилова Ж.А.
Аналитические выражения частно-временных характеристик пилообразных сигналов 34

СВЯЗЬ

Колесников О.В., Терешонок М.В., Топоровский В.В., Галактионов И.В.
Методы обеспечения функциональной устойчивости кабельных и беспроводных оптических линий передачи информации, в том числе с каналами адаптивной компенсации 43

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Лукас К.С., Газизов Т.Р.
Синтез разреженных экранов из кубической проводной сетки с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой 53

ТРАНСПОРТ

Городничев М.Г., Яшина М.В., Мосева М.С., Липатова А.Д.
Разработка метода прогнозирования скорости следования за автомобилем в модели следования за лидером 62

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Pavlov V.A., Orlova A.S., Shariaty F., Zavjalov S.V., Liokumovich L.B.
Application of computer vision for adaptive signal selection in multipath propagation conditions in industrial environments 4

Ngo Q.F., Varlamov O.V.
Outphasing transmitter energy characteristics 15

Bestugin A.R., Kurkova O.P.
Influence of the geometry of microchannel plates optical system on the functional capabilities X-ray telescope for space monitoring of the afterglow of gamma-ray bursts 25

Shevgunov T.Ya., Efimov E.N., Guschina O.A., Vavilova Zh.A.
Analytical expressions of fraction-of-time characteristics of sawtooth waveforms 34

COMMUNICATIONS

Kolesnikov O.V., Tereshonok M.V., Toporovsky V.V., Galaktionov I.V.
Methods for ensuring functional stability of fiber and atmospheric optical communication links, including adaptive compensation channels 43

PUBLICATIONS IN ENGLISH

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Lucas C.S., Gazizov T.R.
Synthesizing sparse shields from a cubic grid wire using optimal current grid approximation 53

TRANSPORT

M.G. Gorodnichev., Yashina M.V., Moseva M.S., Lipatova A.D.
Development of a method for predicting the follower speed in car-following model 62

T-Comm
Telecommunications and transport
Volume 20. No. 10-2026
Release date: 20.10.2026

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 Intarnational 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

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ

Павлов Виталий Александрович,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия, ***pavlov_va@spbstu.ru***

Орлова Анна Сергеевна,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия, ***ovsyannikova_as@spbstu.ru***

Шариати Фаридоддин,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия, ***Shariaty3@gmail.com***

Завьялов Сергей Викторович,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия, ***zavyalov_sv@spbstu.ru***

Лиокумович Леонид Борисович,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия, ***leonid@spbstu.ru***

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-4-14

Manuscript received 20 July 2026;
Accepted 22 September 2026

Ключевые слова: *компьютерное зрение, локализация, адаптивная форма импульса, многолучевое распространение, Индустрия 4.0, межсимвольная интерференция*

В работе предложена интеллектуальная архитектура для снижения вычислительной сложности приёмного тракта беспроводных систем передачи данных в индустриальных помещениях. Ключевая инновация заключается в замкнутом контуре, объединяющем подсистему компьютерного зрения для пространственной локализации и технологию адаптивного выбора формы импульса. Детекция промышленной техники реализована на базе YOLOv11x с двухэтапным трансферным обучением, что обеспечило точность обнаружения Precision ≈ 0,998 и Recall ≈ 0,997. Валидация локализации на двух типах траекторий показала медианную евклидову ошибку 0,148 при движении вдоль оптической оси и 0,568 – при латеральном смещении, причём выявленная анизотропия погрешности допускает компенсацию калибровочными коэффициентами. Полученные координаты используются для предварительного выбора оптимального импульса с ограничением на уровень искажений (EVM < 0,14), что гарантирует подавление межсимвольной интерференции в многолучевой среде. Экспериментально подтверждено, что точности локализации достаточно для надёжной привязки приёмника к зоне канала с предсказуемыми искажениями, обеспечивая корректную демодуляцию ФМ-2/ФМ-4 при упрощённой обработке сигнала.

Информация об авторах:
Павлов Виталий Александрович, *доцент, к.т.н., доцент, Институт электроники и телекоммуникаций, Санкт-Петербургский политехнический университет, Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия. Orcid: 0000-0003-0726-6613*
Орлова Анна Сергеевна, *к.т.н., ассистент, Институт электроники и телекоммуникаций, Санкт-Петербургский политехнический университет, Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия. Orcid:0000-0002-3401-2718*
Шариати Фаридоддин, *старший преподаватель, Институт электроники и телекоммуникаций, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), Санкт-Петербург, Россия. Orcid: 0000-0002-7060-8826*
Завьялов Сергей Викторович, *доцент, к.т.н., доцент, Институт электроники и телекоммуникаций, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия. Orcid: 0000-0003-3398-3616*
Лиокумович Леонид Борисович, *профессор, д.ф.-м.-н., профессор, Институт электроники и телекоммуникаций, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия. Orcid: 0000-0001-5988-1429*

Для цитирования:
Павлов В. А., Орлова А. С., Шариати Ф., Завьялов С. В., Лиокумович Л. Б. Применение компьютерного зрения для адаптивного выбора сигналов в условиях многолучевого распространения на промышленных объектах // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 4-14.
For citation:
V. A. Pavlov, A. S. Orlova, F. Shariaty, S. V. Zavjalov, L. B. Liokumovich, "Application of computer vision for adaptive signal selection in multipath propagation conditions in industrial environments," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 10, pp. 4-14. (*in Russian*)

Введение

В последние годы интеграция алгоритмов компьютерного зрения и искусственного интеллекта в системы беспроводной связи получила широкое распространение [1, 2]. Данные, собираемые камерами, лидарами и другими устройствами могут применяться для решения актуальных задач беспроводных сетей, в частности для проактивного управления диаграммой направленности и прогнозирования блокировок сигнала, что особенно актуально для высокочастотных диапазонов.

Одной из наиболее перспективных областей практического применения подобной интеграции являются промышленные сценарии, реализуемые в парадигме «Индустрии 4.0». Следует отметить, что инфраструктура видеонаблюдения и средства компьютерного зрения уже повсеместно развёрнуты на современных производственных площадках для мониторинга оборудования, контроля безопасности и логистики, что создаёт готовую основу для извлечения пространственной информации. Условия, характерные для производственных цехов и складских комплексов и отличающиеся обилием металлических поверхностей, порождают проблему искажений радиосигналов, обусловленных многолучевым распространением и глубокими замираниями.

В отличие от типичного офисного окружения, индустриальные сценарии характеризуются значительными размерами помещений, увеличенной высотой потолков (от 5 до 25 метров) и высокой концентрацией металлических объектов, порождающих многочисленные переотражения. Вследствие этого рассеяние задержки при распространении сигнала в промышленных условиях может достигать 600 нс, тогда как в офисных сценариях при отсутствии прямой видимости типичное значение составляет порядка 10 нс [3]. Значительное временное рассеяние свидетельствует о сильной межсимвольной интерференции, приводящей к существенным искажениям сигнала. Следует отметить, что характеристики канала могут кардинально различаться в пределах одного помещения: в зависимости от конфигурации препятствий расстояние когерентности варьируется от 1-3 см до нескольких десятков сантиметров [4].

Традиционные методы компенсации многолучевого распространения, такие как эквалайзеры, обладают высокой вычислительной сложностью, что затрудняет их реализацию в ресурсно-ограниченных промышленных устройствах. В связи с этим актуальной научно-технической задачей является снижение вычислительной сложности приёмного тракта передачи сигналов в индустриальных сценариях на основе применения алгоритмов компьютерного зрения. Поскольку камеры и алгоритмы обнаружения объектов уже функционируют в индустриальной среде, представляется целесообразным использовать получаемую от них информацию о пространственном положении приёмопередающих модулей непосредственно для адаптивного выбора формы передаваемого импульса.

Целью настоящей работы является снижение вычислительной сложности приёмного тракта систем передачи информации в промышленных условиях за счёт использования компьютерного зрения для адаптивного управления формой импульсов.

1 Обзор существующих работ

Эксплуатация беспроводных инфокоммуникационных систем в индустриальных средах сопровождается деградацией сигналов вследствие интенсивного многолучевого распространения радиоволн, что при использовании классических методов модуляции и обработки обусловливает необходимость применения вычислительно ёмких алгоритмов детектирования. Проблема синтеза вычислительно-эффективных демодуляторов исследуется в ряде фундаментальных работ [5-12]. Значительный прогресс достигнут в области минимизации сложности итеративных процедур турбо-эквалайзинга [5-8]; вместе с тем применимость данных методов в индустриальных сценариях, критичных к величине задержки, ограничена высокой латентностью обработки и существенными ресурсными затратами.

Альтернативный подход, развиваемый в [9-12], предполагает использование модифицированных алгоритмов приёма с адаптивной вычислительной сложностью, определяемой текущим уровнем межсимвольной интерференции (МСИ). Несмотря на достигаемую гибкость, необходимость аппаратной реализации нескольких алгоритмов для компенсации нестационарности канала приводит к неоправданному росту габаритов и усложнению приёмопередающей аппаратуры. Анализ известных решений показывает, что независимость сложности алгоритмов приёма от интенсивности МСИ достижима лишь при условии учёта текущего состояния канала связи на передающей стороне. Одним из методов, реализующих данный принцип, является прекодирование Томлинсона–Харашимы [13], обеспечивающее предварительную коррекцию символов на основе импульсной характеристики канала. Однако этот метод вызывает неконтролируемое расширение энергетического спектра сигнала, что создаёт риски нарушения электромагнитной совместимости с устройствами, функционирующими в смежных частотных диапазонах.

Другим направлением упрощения приёмного тракта систем передачи служит синтез оптимальных форм импульсов [14-16]. Указанные формы получают как решение оптимизационной задачи по различным критериям (заданная скорость спада внеполосных излучений, концентрация энергии в заданной полосе частот и т.д.) при соответствующих ограничениях [17, 18]. В число ограничений может быть включено требование к помехоустойчивости приёма в условиях многолучевого распространения. В этом случае допустимо применение простых быстродействующих алгоритмов поэлементного приёма без значимого снижения помехоустойчивости.

В качестве перспективного решения задачи снижения сложности приёмной обработки в индустриальных сценариях предлагается интеграция подсистем компьютерного зрения и технологии оптимальных сигналов для проактивного управления формой импульса. Такой подход позволяет упростить архитектуру приёмного тракта при сохранении высокой достоверности передачи данных.

2 Системная модель

На рисунке 1 представлена блок-схема замкнутой интеллектуальной системы, предназначенной для динамической адаптации параметров сигналов к перемещениям промышленной техники.

Стационарная камера, размещённая на несущих конструкциях склада, осуществляет непрерывную видеорегистрацию заданной области интереса (проезды, зоны погрузки-разгрузки), формируя исходный поток визуальных данных о пространственном расположении погрузочно-разгрузочной техники и иных объектов.

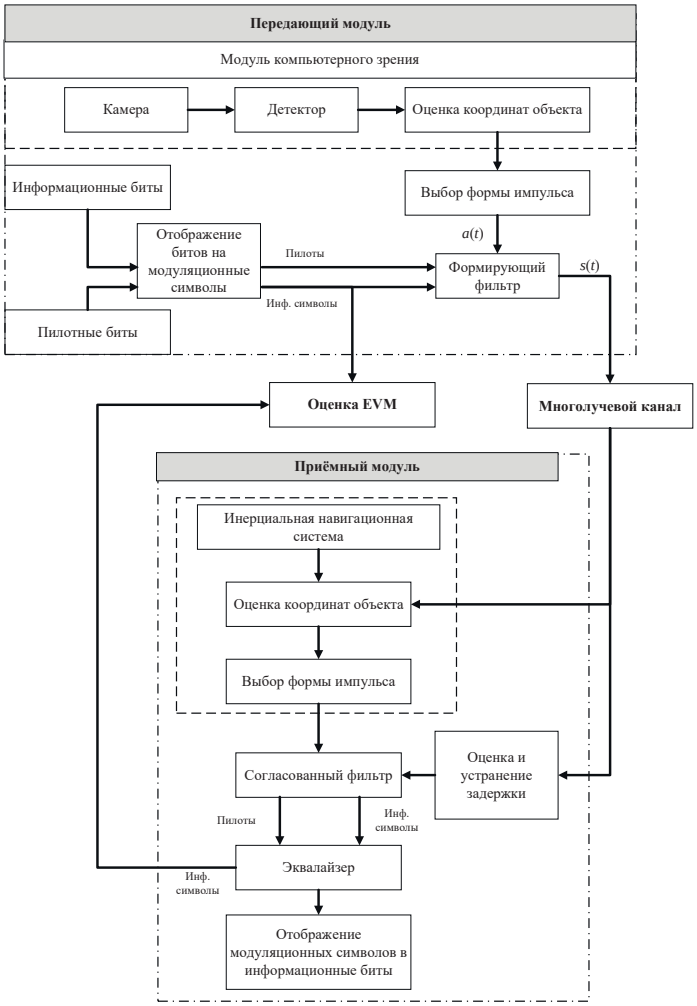


Рис. 1. Блок-схема замкнутой интеллектуальной системы, предназначенной для динамической адаптации параметров радиоканала к перемещениям промышленной техники

Полученный видеопоток в реальном масштабе времени обрабатывается нейросетевой моделью обнаружения объектов. Модель идентифицирует и классифицирует объекты, выделяя на изображении ограничивающие прямоугольники вокруг каждого автопогрузчика, что обеспечивает переход от пиксельного представления к семантически значимым элементам сцены.

На основе координат ограничивающих прямоугольников и априорно известных внутренних (матрица K) и внешних (положение и ориентация в пространстве) параметров камеры для каждого обнаруженного погрузчика вычисляются его трёхмерные координаты (X, Y, Z) на поверхности складской площадки. Получаемая пространственная локализация является ключевой предпосылкой для последующей адаптивной коррекции параметров радиосигнала.

Рассчитанные координаты в реальном времени передаются в блок выбора формы импульса. Последовательность из N информационных битов преобразуется в символы ФМ-2 c_k, а затем поступает на формирующий фильтр с импульсной характеристикой $a(t)$. Выходной сигнал формирующего фильтра представляет собой комплексную огибающую $s(t)$:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k a(t - kT) .$$

Параметры многолучевого канала рассчитываются с помощью метода трассировки лучей. На стороне приемника оценивается и устраняется задержка сигнала, вызванная его передачей по каналу.

Форма импульса выбирается на основе локальной навигационной системы (на основе оценки многолучевой обстановки на уровне сигналов или на основе инерциальной системы). Затем вычисляется свертка принятого сигнала с импульсной характеристикой согласованного фильтра. Значения на выходе согласованного фильтра дискретизируются с интервалами, кратными длительности символа T, и подаются на вход эквалайзера. В простейшем случае процедура эквалайзинга сводится к умножению принятых символов $\hat{c}_k$ на комплексный коэффициент ξ:

$$\tilde{c}_k = \hat{c}_k / \xi, \; k = N_p \ldots N_p + N - 1 ,$$

где $\tilde{c}_k$ – k-й принятый символ после коррекции. Коэффициент ξ можно определить с помощью N_p опорных символов (пилотов):

$$\xi = \frac{1}{N_p} \sum_{k=0}^{N_p - 1} \frac{\hat{c}_k}{c_k}.$$

В качестве метрики искажений предлагается использовать модуль вектора ошибки (error vector magnitude, EVM). EVM представляет собой разницу e_k между идеальными символами $c_k = I_k + jQ_k$ и оценками принятых символов на выходе эквалайзера. Для k-го символа величина вектора ошибки EVM_k может быть определена по следующей формуле:

$$\mathrm{EVM}_k = \sqrt{e_k} = \sqrt{\frac{\left(\tilde{I}_k - I_k\right)^2 + \left(\tilde{Q}_k - Q_k\right)^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=N_p}^{N_p + N - 1} \left(I_k^2 + Q_k^2\right)}}.$$

В исследовании предлагается определять максимальное значение показателя $\mathrm{EVM}_{\max}$ за время длительности одного кадра:

$$\mathrm{EVM}_{\max} = \max_{k = N_p .. N_p + N - 1} \left\{ \mathrm{EVM}_k \right\}$$

и выполнить усреднение по реализациям N_{av}:

$$\mathrm{EVM} = \frac{1}{N_{av}} \sum_{i=1}^{N_{av}} \mathrm{EVM}_{\max}^{(i)} .$$

Чем выше значение EVM, тем больше расстояние между идеальными символами и их оценками, что приводит к более высокому проценту битовых ошибок [19]. В этой статье используются следующие параметры: $N_p = 10$, $N_{av} = 100$ и $N = 1000$.

В данной работе предполагается, что на приёмном модуле выбор формы импульса осуществляется идеально. Таким образом, представленная схема иллюстрирует принцип работы системы, в которой модуль компьютерного зрения напрямую управляет параметрами сигналов (выбирает заранее рассчитанные формы импульсов), создавая интеллектуальную петлю обратной связи для надёжной передачи данных в индустриальной среде при упрощённой обработке на приёмной стороне.

3 Обнаружение и локализация объектов

Анализ существующих исследований в области компьютерного зрения [20, 21] указывает на высокий потенциал современных одностадийных архитектур детектирования. В частности, нейронная сеть YOLOv11 [21] демонстрирует эффективность при решении задач, критичных к производительности в реальном времени и точности локализации объектов. Её ключевым преимуществом для поставленной задачи локализации техники на складе является сочетание высокой частоты кадров и улучшенной точности обнаружения небольших и средних объектов на относительно статичном, но потенциально загромождённом фоне (стеллажи, паллеты, другие объекты). YOLOv11 демонстрирует высокую среднюю точность (mAP) и вычислительную эффективность по сравнению с предыдущими версиями, сохраняя баланс между размером модели и точностью. Например, для версии YOLOv11x средняя точность (mAP) составляет 54,7% [21] при размере входного изображения 640×640 пикселей на наборе данных COCO.

Процесс локализации объекта на опорной плоскости включает в себя три основных этапа: моделирование внутренних параметров камеры, определение ее ориентации в пространстве и расчет точки пересечения сформированного луча с заданной плоскостью.

Математическая модель камеры описывается матрицей внутренних параметров K, которая связывает координаты пикселей (u, v) с нормализованными координатами в системе отсчета камеры. Данная матрица учитывает фокусное расстояние f (масштабированное под размер сенсора и разрешение матрицы) и координаты оптического центра (c_x, c_y).

Внешняя ориентация системы описывается матрицей вращения R и вектором трансляции T. Для перехода от локального вектора направления в системе координат камеры к глобальному вектору направления в мировой системе используется преобразование, основанное на углах Эйлера. Важным аспектом является приведение локальных осей сенсора (где ось Z направлена вдоль оптической оси, а Y – вниз) к правой декартовой системе координат, принятой в классической геометрии.

Связь между пиксельными координатами и вектором направления луча в мировом пространстве описывается следующими выражениями [22]:

$$K = \begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad K^{-1} = \begin{bmatrix} 1/f_x & 0 & -c_x/f_x \\ 0 & 1/f_y & -c_y/f_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где f_x и f_y – нормализованные фокусные расстояния по оси X и Y, соответственно; c_x, и c_y – координаты оптического центра; K^{-1} – обратная матрица.

Для произвольной точки на изображении с координатами $\mathbf{p} = [u, v, 1]^T$ локальный вектор направления $\mathbf{d}_{cam}$ вычисляется как:

$$\mathbf{d}_{cam} = K^{-1}\mathbf{p}.$$

Для перевода вектора в мировую систему координат применяется матрица вращения R_{world}, полученная путем композиции элементарных матриц поворота вокруг осей X, Y, Z и последующей коррекции базиса:

$$\mathbf{d}_{world} = R_{world} \cdot \mathbf{d}_{cam}.$$

Финальные координаты объекта $\mathbf{P}_{obj}$ определяются как точка пересечения луча, исходящего из оптического центра камеры $\mathbf{C}$, с плоскостью, заданной уравнением $Z = Z_{plane}$. Параметрическое уравнение луча имеет вид:

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{C} + t \cdot \mathbf{d}_{world}.$$

Решая уравнение относительно параметра t для условия $P_z(t) = Z_{plane}$, получаем:

$$t = \frac{Z_{plane} - C_z}{d_{world,z}}.$$

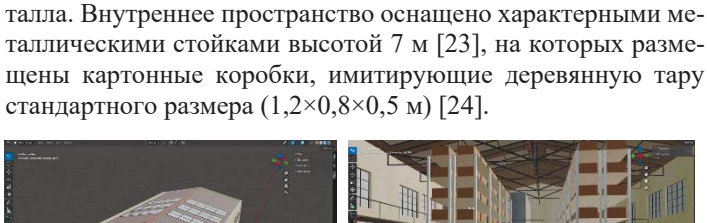
Следовательно, искомые мировые координаты точки:

$$\mathbf{P}_{obj} = \mathbf{C} + \left(\frac{Z_{plane} - C_z}{d_{world,z}} \right) \mathbf{d}_{world}.$$

Данный метод предполагает отсутствие оптических искажений или их предварительную коррекцию. Точность локализации напрямую зависит от корректности оценки углов наклона камеры и высоты её установки относительно опорной плоскости.

4 Моделирование

На рис. 2 изображена трёхмерная модель складского помещения, смоделированная в программной среде Blender. Геометрические размеры модели соответствуют реальному объекту и составляют 36,4 м в длину, 27,9 м в ширину и 12,6 м в высоту. Для достижения реалистичности моделирования были заданы типичные для индустриальных объектов свойства материалов: основные конструкции (пол и стены) выполнены из бетона, а второстепенные элементы (лестница, опоры, гаражная дверь, крыша и стены кабинета) – из металла. Внутреннее пространство оснащено характерными металлическими стойками высотой 7 м [23], на которых размещены картонные коробки, имитирующие деревянную тару стандартного размера (1,2×0,8×0,5 м) [24].



а *б*

Рис. 2. 3D-модель склада в Blender: а – вид снаружи; б – вид внутри

4.1 Обучение нейросетевого детектора

Обучение нейросетевого детектора осуществлялось в два последовательных этапа, что позволило сочетать преимущества обучения на крупном открытом наборе данных с последующей тонкой настройкой на целевом наборе данных.

Начальный этап обучения осуществлялся на наборе данных TalTech Object Detection Dataset [25]. Для обучения были выбраны изображения с камеры 1. Для обучения использовалась предобученная на наборе COCO модель YOLOv11x, обладающая наибольшим количеством параметров среди доступных версий, что обеспечивает высокую обобщающую способность модели. Размер входных изображений 640×640 пикселей, размер пакета 16, количество эпох 50. Размер набора данных: 1642 изображения для обучения, 384 для валидации и 496 для тестирования. Обучение проводилось с использованием GPU NVIDIA RTX 2080 TI.

После завершения первого этапа обучения была проведена дополнительная процедура дообучения с использованием весов, полученных на первом этапе. Данный подход, известный как трансферное обучение, был применен для адаптации модели к специфике целевого домена – детекции погрузчиков и связанных с ними объектов в текущей трёхмерной модели. Размер набора данных: 160 изображений для обучения, 30 для валидации и 30 для тестирования. Количество эпох 30, размер пакета 16.

Результаты производительности модели, полученные после описанного двухэтапного обучения, демонстрируют её высокую эффективность (табл. 1).

Таблица 1

Результаты производительности модели

mAP_{50}	mAP_{50-95}	Precision	Recall
0,995	0,995	0,998	0,997

Значения метрик mAP_{50} (0,995) и mAP_{50-95} (0,995) указывают на высокую точность детекции как при стандартном пороге IoU = 0,5, так и при его усреднённом значении в диапазоне от 0,5 до 0,95, что является наиболее строгим критерием. Столь же высокие показатели Precision (0,998) и Recall (0,997) подтверждают, что модель минимизирует как ложные срабатывания, так и пропуски объектов. Достижение подобных результатов на целевом наборе данных ограниченного объёма (160 обучающих изображений) является прямым следствием применения стратегии трансферного обучения. Предварительная инициализация весов на крупном датасете TalTech позволила модели освоить обобщённые признаки, а последующая тонкая настройка эффективно адаптировала их к специфике домена, что в совокупности обеспечило выдающуюся обобщающую способность и устойчивость к переобучению.

4.2 Моделирование и валидация системы локализации

Моделирование и валидация системы проводились для двух типов траекторий, отличающихся геометрией проецирования на плоскость изображения (рис. 3):

• Движение по глубине (вдоль оптической оси камеры) – объект приближается или удаляется от сенсора, что приводит к изменению масштаба проекции при неизменных координатах её центра (рис. 3а).

• Движение в латеральной плоскости (перпендикулярно оптической оси) – объект смещается поперёк поля зрения, вызывая линейное изменение координат центра проекции при незначительном изменении масштаба (рис. 3б).



а *б*

Рис. 3. Примеры траекторий объектов. а – движение вдоль оптической оси камеры, б – движение в латеральной плоскости

На рисунке 4 представлена Евклидова ошибка локализации объекта при движении вдоль оптической оси камеры (движение по глубине).

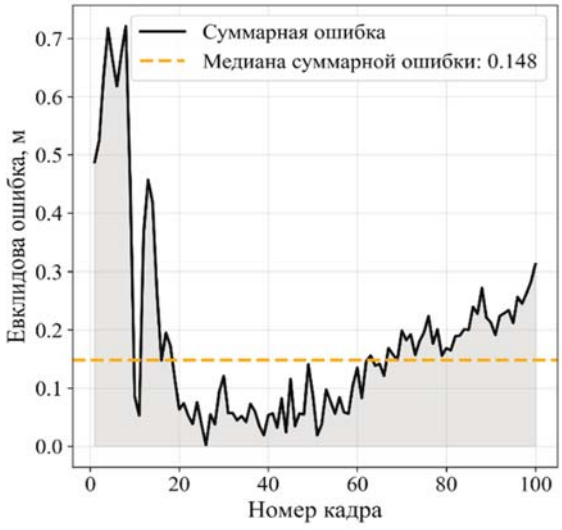


Рис. 4. Евклидова ошибка локализации объекта при движении вдоль оптической оси камеры (движение по глубине)

Анализ показывает высокую устойчивость метода к изменению масштаба объекта. Медианные значения ошибок по координатам *X* и *Y* составили −0,092 и −0,012 соответственно, что указывает на незначительное систематическое смещение предсказаний. Медианная евклидова ошибка локализации равна 0,148, что подтверждает пригодность алгоритма для задач, требующих точного позиционирования при изменении дистанции до объекта. Максимальное отклонение (0,721) фиксируется на крайних точках траектории, что, вероятно, обусловлено частичным выходом объекта из зоны резкости или проявлением краевых оптических искажений. При этом низкое стандартное отклонение общей ошибки (0,164) свидетельствует о высокой воспроизводимости результатов на основном участке траектории.

Принципиально иная динамика погрешностей наблюдается при латеральном перемещении объекта (рис. 5). В данном случае выявлена выраженная анизотропия точности: ошибка по оси *X* сохраняется на приемлемом уровне (медиана −0,1), тогда как по оси *Y* она возрастает до −0,556.

В результате медианная евклидова ошибка увеличивается до 0,568, превышая показатель для осевого движения более чем в три раза. Максимальная зафиксированная общая ошибка достигла 0,929. Данное явление объясняется геометрией перспективного проецирования: при боковом смещении даже незначительные погрешности в определении границ детектируемого объекта приводят к существенным ошибкам при обратном проецировании в реальные координаты, особенно по одной из осей. Относительно небольшое стандартное отклонение общей ошибки (0,135) указывает на систематический характер смещения, что потенциально позволяет компенсировать его путём введения калибровочных коэффициентов.



Рис. 5. Евклидова ошибка локализации объекта при движении в латеральной плоскости (перпендикулярно оптической оси)

Таким образом, предложенная система компьютерного зрения обеспечивает стабильную и приемлемую точность локализации для обоих типов движения. Однако при практическом внедрении в индустриальные многолучевые измерительные каналы необходимо учитывать рост погрешности при латеральных перемещениях объекта относительно оптической оси. Для минимизации систематических отклонений в таких сценариях рекомендуется применение адаптивной калибровки или постобработки результатов с использованием компенсационных моделей.

4.3. Оптимизация формы импульса

В ходе предварительных исследований было установлено, что более сглаженные формы импульсов обеспечивают меньший уровень искажений в многолучевом канале [26]. Поскольку степень сглаженности импульса определяет скорость спада энергетического спектра, при формулировке оптимизационной задачи целесообразно использовать критерий минимизации внеполосных излучений. Задачу оптимизации формы импульса по критерию минимизации внеполосных излучений можно записать как [23, 27]:

$$\arg\left\{\min_{a(t)} J\right\},\ J=\int_{-\infty}^{\infty}\omega^{2n}G_a(\omega)\,d\omega\,, \qquad (1)$$

$$G_a(\omega)=\left|\int_{-\infty}^{\infty}a(t)\exp(-j\omega t)\,dt\right|^2.$$

Можно показать, что (1) можно преобразовать к следующему виду:

$$J=(-1)^n\int_{-T_a/2}^{T_a/2}a(t)a^{(2n)}(t)dt\,, \qquad (2)$$

где $a^{(2n)}(t)$ – производная степени $2n$ от функции $a(t)$ (параметр n определяет скорость спада внеполосных излучений при выборе граничных условий в соответствии с теоремой Мезона [28]).

С учетом нормировки импульса к единичной энергии оптимизационная задача может быть решена аналитически для параметров T_a и n [23, 27]. Дополнительно для контроля за уровнем искажений, обусловленных каналом передачи, необходимо ввести следующее ограничение:

$$\max_{i=1\ldots N_{\mathrm{RX}}}\ \max_{k=1\ldots N-1}\mathrm{EVM}_i\left[c_k,\hat{c}_k\right]<D_0\,, \qquad (3)$$

где D_0 – уровень ограничения искажений; N_{RX} – число точек, в которых может располагаться приемник; N – число модуляционных символов [23, 27]. Оценки принятых модуляционных символов $\hat{c}_k$ могут быть получены на выходе согласованного фильтра в моменты времени $t = T_a + kT$.

Для упрощения процедуры оптимизации будем рассматривать не все точки расположения приемника, а лишь точку, в которой достигается максимальный уровень искажений. Однако поскольку при перемещении приемника даже на половину длины волны условия распространения могут сильно измениться, для получения более устойчивого решения было предложено выполнять оптимизацию в окрестности точки с максимальным уровнем искажений. После успешной оптимизации в окрестности точки с максимальным уровнем искажений необходимо проверить уровень искажений во всех точках. Для корректной демодуляции сигналов с модуляцией ФМ-4 максимальный уровень искажений не должен превышать 0,185 [29]. Данное пороговое значение можно использовать и для модуляции ФМ-2, поскольку минимальное расстояние между точками сигнального созвездия одинаково для обеих схем модуляции при фиксированной энергии бита.

5 Обсуждение результатов

Рассмотрим движение приемника в центральной зоне от точки с координатой $x = 10$ метров до точки с координатой $x = 11{,}5$ м (рис. 6) с шагом 0,1 метра. Предварительные исследования уровня искажений при использовании сигналов ФМ-2, сформированных фильтром с приподнятым косинусом (RRC-фильтр), с коэффициентом скругления передаточной характеристики $\beta = 1$ показали, что максимальный уровень искажений достигается в точке с координатами $x = 11{,}1$ метров.

Процедура оптимизации формы импульса длительностью $T_a = 8T$ с параметром $n = 6$ была выполнена в окрестности данной точки. В качестве ограничения на уровень искажений было выбрано значение $D_0 = 0{,}14$. Результирующие коэффициенты разложения представлены в таблице 2.

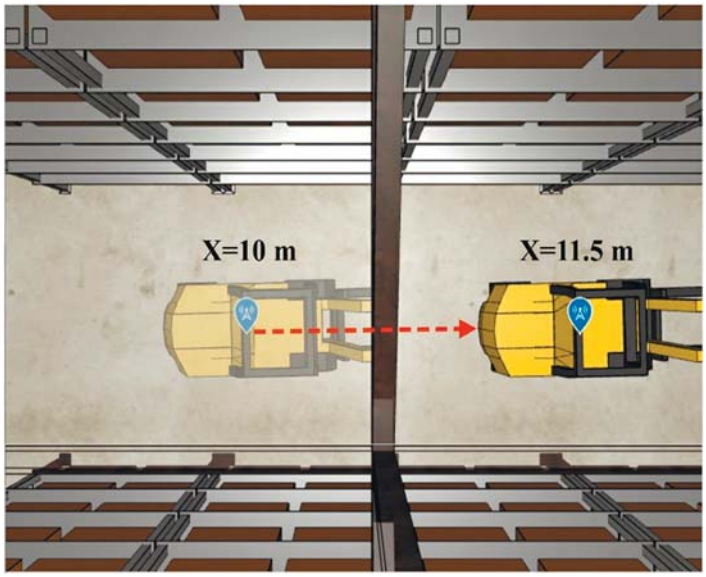


Рис. 6. Движение приемника от точки с координатой x=10 м до точки с координатой x = 11,5 м

Таблица 2

Результирующие коэффициенты разложения

Коэффициент разложения	Значение
a_0	0,197386315731937
a_1	0,195190492672729
a_2	0,191960614258026
a_3	0,186221274410080
a_4	0,177299802879840
a_5	0,161283216179479
a_6	0,141544456235090
a_7	0,123138547199687
a_8	0,103730568037915
a_9	0,0877013725896572
a_{10}	0,0721942409978056
a_{11}	0,0579457242565493
a_{12}	0,0343677767922889
a_{13}	0,00643233138095855
a_{14}	–0,00187765837779456

Вид сигнального созвездия на приеме в точке с координатой $x = 11{,}1$ метра для сигналов ФМ-2, сформированных RRC-фильтром (β = 1), и оптимальных сигналов приведен на рис. 7. Как видно, в случае сигналов, сформированных RRC-фильтром (β = 1), вместо двух точек сигнального созвездия ФМ-2 наблюдается восемь кластеров точек. В то же время при использовании оптимальных сигналов кластеры точек сигнального созвездия сгруппированы ближе друг к другу и ближе к истинным значениям.

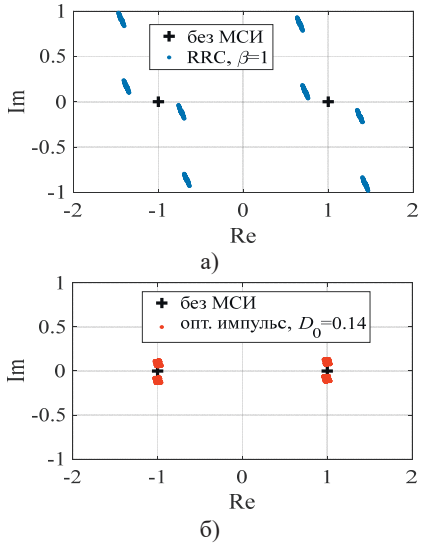


Рис. 7. Сигнальное созвездие в точке с x = 11,1 м для сигналов ФМ-2 через RRC-фильтр (β = 1) (а) и для оптимальных сигналов (б)

В таблицах 3 и 4 приведены значения уровня искажений в окрестности точки приемника с максимальным уровнем искажений. Во всех рассматриваемых точках для оптимальных сигналов уровень искажений не превышает 0,14, что обусловлено учетом данных точек приемника в процедуре оптимизации. Для остальных местоположений приемника уровень искажений при использовании оптимальных сигналов составляет менее 0,185 (табл. 4), что обеспечивает корректную демодуляцию сигналов с ФМ-2 модуляцией.

Таблица 3

Уровень искажений в точках, учитываемых в ходе оптимизации

x, м	EVM (ФМ-2 + RRC-фильтр, β=1)	Оптимальные сигналы
11,04	0,25	0,14
11,06	0,36	0,14
11,08	0,16	0,13
11,10	1,02	0,14
11,12	0,12	0,06
11,14	0,08	0,05

Таблица 4

Уровень искажений в средней зоне

x, м	EVM (ФМ-2 + RRC-фильтр, β=1)	Оптимальные сигналы
10	0,1	0,04
10,1	0,01	0,05
10,2	0,01	0,05
10,3	0,03	0,05
10,4	0,05	0,05
10,5	0,24	0,05
10,6	0,13	0,05
10,7	0,25	0,08
10,8	0,13	0,05
10,9	0,54	0,16
11	0,16	0,08
11,1	1	0,14
11,2	0,08	0,06
11,3	0,21	0,06
11,4	0,19	0,05
11,5	0,04	0,05

6 Заключение

В данной работе представлено решение актуальной задачи снижения вычислительной сложности приёмного тракта беспроводных систем передачи данных в условиях индустриальных помещений («Индустрия 4.0»). Основная сложность таких сценариев заключается в интенсивном многолучевом распространении радиоволн, вызванном наличием большого количества металлических поверхностей. Это приводит к значительной межсимвольной интерференции, для компенсации которой традиционно требуются вычислительно сложные алгоритмы обработки на приемной стороне.

Важным научным результатом работы является разработка и обоснование замкнутой интеллектуальной архитектуры, объединяющей подсистему компьютерного зрения с технологией адаптивного выбора формы импульса. В отличие от классических методов компенсации интерференции на приемной стороне (например, с помощью вычислительно затратных эквалайзеров), предложенное решение позволяет адаптировать сигнал к прогнозируемой канальной обстановке еще до возникновения искажений. При этом задача адаптации сигнала к условиям распространения решается до запуска передачи данных на этапе выбора формы оптимального импульса для заданных координат. Оптимальные импульсы обладают заранее известными спектральными характеристиками, что позволяет избежать неконтролируемого расширения спектра, свойственного методам прекодирования.

Разработана подсистема компьютерного зрения для пространственной локализации. Подтверждена эффективность трекинга промышленной техники с использованием нейросетевой архитектуры YOLOv11. Двухэтапное обучение позволило достичь следующих показателей детекции: Precision ≈ 0,998, Recall ≈ 0,997. Высокая точность обнаружения является необходимым условием для надежного определения координат, которое, в свою очередь, служит входными данными для блока выбора формы используемых сигналов.

Проведённая валидация системы локализации на двух типах траекторий, характерных для промышленной динамики, подтвердила её работоспособность в реальных сценариях. При движении объекта вдоль оптической оси камеры (изменение масштаба) метод демонстрирует высокую стабильность: медианная евклидова ошибка позиционирования составляет 0,148, среднеквадратическое отклонение – 0,164, а систематические смещения по координатам не превышают −0,092 (X) и −0,012 (Y). Максимальные отклонения (0,721) фиксируются преимущественно на краевых участках траектории, что связано с оптическими искажениями и изменением глубины резкости. В сценарии латерального перемещения (поперёк луча визирования) наблюдается рост погрешности до 0,568 (медиана) с выраженной анизотропией: ошибка по оси Y (−0,556) существенно превышает погрешность по оси X (−0,1). Данный эффект обусловлен геометрией перспективного проецирования, при которой малые неточности детекции границ объекта на изображении трансформируются в значительные ошибки обратного проецирования. При этом низкое стандартное отклонение (0,135) указывает на систематический характер смещения, что открывает возможность его компенсации посредством калибровочных коэффициентов или постобработки. Полученные количественные характеристики ошибок (медианы, максимумы, стандартные отклонения) позволяют сформировать доверительные интервалы для однозначной идентификации пространственной зоны нахождения объекта. Эти данные могут служить входной информацией для блока адаптации сигнала в многолучевых индустриальных измерительных каналах. Для повышения точности в сценариях латерального движения рекомендуется внедрение адаптивной калибровки или использование компенсационных моделей, учитывающих анизотропию погрешности.

Предложена процедура синтеза оптимальных импульсов с ограничением на уровень искажений. Ключевой особенностью является введение в оптимизационную задачу ограничения на максимальное значение модуля вектора ошибки (EVM < D_0), рассчитанного с учетом смоделированной многолучевой обстановки в конкретной пространственной зоне, определенной подсистемой компьютерного зрения.

Подтвержден выигрыш от выбора формы сигналов с помощью системы компьютерного зрения. Продемонстрировано, что для точки пространства с максимальным уровнем искажений, идентифицированной с помощью трассировки лучей, сигналы на основе оптимальных импульсов обеспечивают гарантированное подавление межсимвольной интерференции. В окрестности данной точки, используемой при оптимизации, уровень EVM не превышает заданного порога D_0 = 0,14, а на всей исследуемой траектории движения приемника остается ниже критического значения 0,185, необходимого для корректной демодуляции сигналов ФМ-2/ФМ-4.

Таким образом, подсистема компьютерного зрения обеспечивает контекстную информацию о местоположении объекта (и, косвенно, о типе канальной обстановки), а библиотека предварительно рассчитанных оптимальных импульсов позволяет адаптировать форму сигнала к этой обстановке. Экспериментально подтверждено, что точность пространственной локализации, включая сценарии с латеральным движением, является достаточной для надежной привязки приемника к зоне многолучевого канала с предсказуемыми искажениями. Это создает условия для использования упрощенных, алгоритмов поэлементного приема с низкой вычислительной сложностью на движущихся индустриальных устройствах без потери достоверности передачи данных.

Дальнейшие исследования будут направлены на интеграцию предложенной схемы с трассировкой лучей в реальном времени для динамического обновления библиотеки импульсов, учет множества одновременно движущихся объектов.

Литература

1. *González-Prelcic N., et al.* The Integrated Sensing and Communication Revolution for 6G: Vision, Techniques, and Applications // Proceedings of the IEEE. 2024. Vol. 112. No 7. P. 676-723. doi: 10.1109/JPROC.2024.3397609.

2. *Павлов В. А., Белов А. А., Завьялов С. В., Саянский А. Д., Вабищевич Д. А.* Применение компьютерного зрения для управления реконфигурируемой интеллектуальной поверхностью с целью расширения зоны покрытия в системах мобильной связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. № 9. С. 28-35. doi: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-28-35

3. *Jiang T. et al.* 3GPP Standardized 5G Channel Model for IIoT Scenarios: A Survey // IEEE Internet of Things Journal. 2021. Vol. 8. No. 11. P. 8799-8815. doi: 10.1109/JIOT.2020.3048992

4. *Morejón D., Pérez J. R., Eizmendi I., Fernández M., Angueira P., Torres R. P.* Channel Correlation Analysis of Distributed Access Links for Reliable Industrial Wireless Connectivity // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2026. Vol. 7. No 2. P. 564-576. doi: 10.1109/OJAP.2026.3660034

5. *Prlja A. Anderson J. B.* Reduced-Complexity Receivers for Strongly Narrowband Intersymbol Interference Introduced by Faster-than-Nyquist Signaling // IEEE Transactions on Communications. 2012. Vol. 60. No. 9. P. 2591-2601. doi: 10.1109/TCOMM.2012.070912.110296

6. *Anderson J. B., Zeinali M.* Best rate 1/2 convolutional codes for turbo equalization with severe ISI // 2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, Cambridge, MA, USA. 2012. P. 2366-2370, doi: 10.1109/ISIT.2012.6283937

7. *Anderson J. B., Zeinali M.* Analysis of best high rate convolutional codes for faster than Nyquist turbo equalization // 2014 IEEE International Symposium on Information Theory, Honolulu, HI, USA. 2014. P. 1987-1991, doi: 10.1109/ISIT.2014.6875181

8. *Anderson J. B., Prlja A., Rusek F.* New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel // IEEE International Symposium on Information Theory. 2009. P. 889–893.

9. *Cicek A., Cavus E., Bedeer E., Marsland I., Yanikomeroglu H.* Coordinate Interleaved Faster-Than-Nyquist Signaling // IEEE Communications Letters. 2023. Vol. 27. No. 1. P. 229-233, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3212074.

10. *Abdelsamie A., Marsland I., Ibrahim A., Yanikomeroglu H.* MetNet: A Novel Low-Complexity Neural Network-Aided Detection for Faster-Than-Nyquist (FTN) Signaling in ISI Channels // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2023. Vol. 4. P. 798-809, doi: 10.1109/OJCOMS.2023.3253789.

11. *Ibrahim A., Bedeer E., Yanikomeroglu H.* A Novel Low Complexity Faster-Than-Nyquist Signaling Detector Based on the Primal-Dual Predictor-Corrector Interior Point Method // IEEE Communications Letters. 2021. Vol. 25. o. 7. P. 2370-2374. doi: 10.1109/LCOMM.2021.3071784

12. *Bedeer E., Ahmed M. H., Yanikomeroglu H.* A Very Low Complexity Successive Symbol-by-Symbol Sequence Estimator for Faster-Than-Nyquist Signaling // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 7414-7422, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2663762

13. *Wang H., Liu A., Feng Z., Liang X., Liang H., Cai B.* Iterative-Detection-Aided Tomlinson-Harashima Precoding for Faster-Than-Nyquist Signaling // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 7748-7757, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2962069

14. *Liu M., Xue W., Jia P., Makarov S.B., Li B.* Research on Spectrum Optimization Technology for a Wireless Communication System. Symmetry. 2020. Vol. 12. No 1. P. 34, doi: 10.3390/SYM12010034

15. *Shang W., Xu Y., Qi J., Xue W., Makarov S. B.* Optimal Waveform of the Partial-Respond Signal Based on Minimum Out-of-Band Radiation Criterion // Applied Sciences. 2017. Vol. 7. No 10. C. 1086, doi: 10.3390/app7101086

16. *Gelgor A., Gelgor T.* New Pulse Shapes for Partial Response Signaling to Outperform Faster-than-Nyquist Signaling // 2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St. Petersburg, Russia. 2019. P. 144-148, doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906884.

17. *Makarov S. B. et al.*, Optimizing the Shape of Faster-Than-Nyquist (FTN) Signals With the Constraint on Energy Concentration in the Occupied Frequency Bandwidth // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 130082-130093, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3009213

18. *Zavjalov S., Orlova A., Lavrenyuk I., Makarov S., Kuznetsova A., Volvenko S.* Beyond DVB-S2X: Optimal Signals for High-Throughput CubeSat Communications // 2025 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), Saint Petersburg, Russian Federation. 2025. P. 232-235, doi: 10.1109/EExPolytech66949.2025.11252458.

19. *Cebecioglu B. B. et al.* Experimental Analysis of 5G NR for Indoor Industrial Environments // IEEE Access. 2024. Vol. 12. P. 89310-89321, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3419011

20. *Amjoud A. B., Amrouch M.* Object Detection Using Deep Learning, CNNs and Vision Transformers: A Review // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 35479–35516. doi:10.1109/ACCESS.2023.3266093

21. *Khanam R., Hussain M.* YOLOv11: An Overview of the Key Architectural Enhancements. arXiv. 2024. Available at: https://arxiv.org/html/2410.17725v1 (accessed: 25 April 2026).

22. *Szeliski R.* Computer Vision: Algorithms and Applications, 2nd ed. Cham, Switzerland: Springer. 2022. 925 p., doi: 10.1007/978-3-030-34372-9

23. *Orlova A. et al.* Symmetrical Pulse Shape Optimization for Low-Complexity RedCap Devices in Industrial Multipath Channels // Symmetry. 2025. Vol. 17. No 11, Art. no. 2000, Nov. 2025, doi: 10.3390/sym17112000.

24. *Bhatia G. S., Corre Y., Di Renzo M.* Efficient ray-tracing channel emulation in industrial environments: an analysis of propagation model impact // 2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit). Gothenburg. Sweden. 2023. P. 180-185, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188258.

25. *Lahk M., Ernits J.-P.* Synthetic dataset for warehouse equipment and pallet recognition (Videos). doi: 10.48726/e9wxe-qpv69.

26. *Орлова А. С., Макаров С. Б., Завьялов С. В., Лавренюк И., Томашевич С.В.* Оценка уровня векторной ошибки при индустриальном сценарии передачи данных в условиях многолучевого распространения спектрально-эффективных сигналов // Радиотехника. 2025. Том 89. № 3. С. 74-89, doi: 10.18127/j00338486-202503-07.

27. *Орлова А. С., Макаров С. Б., Завьялов С. В., Волвенко С. В.* Оптимальные сигналы для многолучевых каналов передачи данных // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 3. С. 121-134, doi: 10.18127/j00338486-202503-11.

28. *Mason S. J., Zimmermann H. J.* Electronic Circuits, Signals, and Systems. New York: Wiley, 1960, 616 p.

29. TS 38.141-1 V18.2.0; NR; Base Station (BS) Conformance Testing; Part 1: Conducted Conformance Testing. 3GPP: Sophia Antipolis, France, 2023. Available online: https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3367

SELECTION OF OPTIMAL SIGNALS UNDER MULTIPATH PROPAGATION CONDITIONS USING COMPUTER VISION FOR DETERMINING THE LOCATION OF TRANSCEIVER MODULES

Vitalii A. Pavlov, *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St.Petersburg, Russia,* ***pavlov_va@spbstu.ru***
Anna S. Orlova, *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St.Petersburg, Russia,* ***ovsyannikova_as@spbstu.ru***
Faridoddin Shariaty, *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St.Petersburg, Russia,* ***Shariaty3@gmail.com***
Sergey V. Zavjalov, *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St.Petersburg, Russia,* ***zavyalov_sv@spbstu.ru***
Leonid B. Liokumovich, *Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St.Petersburg, Russia,* ***leonid@spbstu.ru***

Abstract

This paper proposes an intelligent architecture to reduce the computational complexity of the receiver in wireless data transmission systems in industrial environments. The core innovation lies in a closed-loop framework integrating a computer vision subsystem for spatial localization with adaptive pulse shaping. Industrial equipment detection employs the YOLOv11x architecture with two-stage transfer learning, achieving Precision ?0.998 and Recall ?0.997. Localization validation across two characteristic trajectories demonstrates a median Euclidean error of 0.148 for motion along the optical axis and 0.568 for lateral displacement, with the identified error anisotropy being readily compensable via calibration coefficients. These spatial coordinates enable pre-selection of optimal transmit pulses constrained by a distortion threshold (EVM < 0.14), effectively suppressing intersymbol interference in multipath channels. Experimental validation confirms that the achieved localization accuracy reliably maps the receiver to a zone with predictable channel distortions, ensuring robust BPSK/QPSK demodulation while allowing simplified, low-complexity signal processing. Consequently, the proposed vision-aided adaptive transmission scheme significantly reduces computational overhead at the receiver without compromising link reliability in complex industrial environments.

Keywords: *computer vision, object localization, adaptive pulse shaping, multipath propagation, Industry 4.0, intersymbol interference.*

References

[1] N. Gonzalez-Prelcic et al., "The integrated sensing and communication revolution for 6G: Vision, techniques, and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 112, no. 7, pp. 676-723, Jul. 2024, doi: 10.1109/JPROC.2024.3397609.

[2] V. A. Pavlov, A. A. Belov, S. V. Zavjalov, A. D. Sayanskiy, and D. A. Vabishchevich, " Application of computer vision to control reconfigurable intelligent surface to extend coverage area in mobile communication systems," *T-Comm*, vol. 18, no. 9, pp. 28-35, 2024, doi: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-28-35. (in Russian)

[3] T. Jiang et al., "3GPP standardized 5G channel model for IIoT scenarios: A survey," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 11, pp. 8799-8815, Jun. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2020.3048992.

[4] D. Morej?n, J. R. P?rez, I. Eizmendi, M. Fern?ndez, P. Angueira, and R. P. Torres, "Channel correlation analysis of distributed access links for reliable industrial wireless connectivity," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, early access, 2026, vol. 7, no 2, pp. 564-575. doi: 10.1109/OJAP.2026.3660034.

[5] A. Prlja and J. B. Anderson, "Reduced-complexity receivers for strongly narrowband intersymbol interference introduced by faster-than-Nyquist signaling," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 9, pp. 2591-2601, Sep. 2012, doi: 10.1109/TCOMM.2012.070912.110296.

[6] J. B. Anderson and M. Zeinali, "Best rate 1/2 convolutional codes for turbo equalization with severe ISI," in *IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings*, Cambridge, MA, USA, 2012, pp. 2366-2370, doi: 10.1109/ISIT.2012.6283937.

[7] J. B. Anderson and M. Zeinali, "Analysis of best high rate convolutional codes for faster than Nyquist turbo equalization," in *IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings*, Honolulu, HI, USA, 2014, pp. 1987-1991, doi: 10.1109/ISIT.2014.6875181.

[8] J. B. Anderson, A. Prlja, and F. Rusek, "New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel," in *IEEE International Symposium on Information Theory*, Jun. 2009, pp. 889-893, doi: 10.1109/ISIT.2009.5205622.

[9] A. Cicek, E. Cavus, E. Bedeer, I. Marsland, and H. Yanikomeroglu, "Coordinate interleaved faster-than-Nyquist signaling," *IEEE Communications Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 229-233, Jan. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3212074.

[10] A. Abdelsamie, I. Marsland, A. Ibrahim, and H. Yanikomeroglu, "MetNet: A novel low-complexity neural network-aided detection for faster-than-Nyquist (FTN) signaling in ISI channels," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 4, pp. 798-809, 2023, doi: 10.1109/OJCOMS.2023.3253789.

[11] A. Ibrahim, E. Bedeer, and H. Yanikomeroglu, "A novel low complexity faster-than-Nyquist signaling detector based on the primal-dual predictor-corrector interior point method," *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 7, pp. 2370-2374, Jul. 2021, doi: 10.1109/LCOMM.2021.3071784.

[12] E. Bedeer, M. H. Ahmed, and H. Yanikomeroglu, "A very low complexity successive symbol-by-symbol sequence estimator for faster-than-Nyquist signaling," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 7414-7422, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2663762.

[13] H. Wang, A. Liu, Z. Feng, X. Liang, H. Liang, and B. Cai, "Iterative-detection-aided Tomlinson-Harashima precoding for faster-than-Nyquist signaling," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 7748-7757, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2962069.

[14] M. Liu, W. Xue, P. Jia, S. B. Makarov, and B. Li, "Research on spectrum optimization technology for a wireless communication system," *Symmetry*, vol. 12, no. 1, p. 34, 2020, doi: 10.3390/SYM12010034.

[15] W. Shang, Y. Xu, J. Qi, W. Xue, and S. B. Makarov, "Optimal waveform of the partial-respond signal based on minimum out-of-band radiation criterion," *Applied Sciences*, vol. 7, no. 10, p. 1086, 2017, doi: 10.3390/app7101086.
[16] A. Gelgor and T. Gelgor, "New pulse shapes for partial response signaling to outperform faster-than-Nyquist signaling," in *IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, St. Petersburg, Russia, 2019, pp. 144-148, doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906884.
[17] S. B. Makarov et al., "Optimizing the shape of faster-than-Nyquist (FTN) signals with the constraint on energy concentration in the occupied frequency bandwidth," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 130082-130093, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3009213.
[18] S. Zavjalov, A. Orlova, I. Lavrenyuk, S. Makarov, A. Kuznetsova, and S. Volvenko, "Beyond DVB-S2X: Optimal signals for high-throughput CubeSat communications," in *IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech),* Saint Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 232-235, doi: 10.1109/EExPolytech66949.2025.11252458.
[19] B. B. Cebecioglu et al., "Experimental analysis of 5G NR for indoor industrial environments," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 89310-89321, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3419011.
[20] A. B. Amjoud and M. Amrouch, "Object detection using deep learning, CNNs and vision transformers: A review," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 35479-35516, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3266093.
[21] R. Khanam and M. Hussain, "YOLOv11: An overview of the key architectural enhancements," arXiv, 2024. [Online]. Available: https://arxiv.org/html/2410.17725v1
[22] R. Szeliski, Computer Vision: Algorithms and Applications, 2nd ed. Cham, Switzerland: Springer, 2022, 925 p. doi: 10.1007/978-3-030-34372-9.
[23] A. Orlova, S. Zavjalov, A. Chekireva, A. Kuznetsova, I. Lavrenyuk, S. Makarov, G. Dong, "Symmetrical pulse shape optimization for low-complexity RedCap devices in industrial multipath channels," *Symmetry*, vol. 17, no. 11, art. no. 2000, Nov. 2025, doi: 10.3390/sym17112000.
[24] G. S. Bhatia, Y. Corre, and M. Di Renzo, "Efficient ray-tracing channel emulation in industrial environments: An analysis of propagation model impact," in *Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, Gothenburg, Sweden, 2023, pp. 180-185, doi: 10.1109/EuCNC/6GSummit58263.2023.10188258.
[25] M. Lahk and J.-P. Ernits, "Synthetic dataset for warehouse equipment and pallet recognition (Videos)," 2024, doi: 10.48726/e9wxe-qpv69.
[26] A. S. Orlova, S. B. Makarov, S. V. Zavyalov, and S. V. Volvenko, "Optimal signals for multipath data transmission channels," *Radiotekhnika*, vol. 89, no. 3, pp. 121-134, 2025, doi: 10.18127/j00338486-202503-11.
[27] A. S. Orlova, S. B. Makarov, S. V. Zavyalov, I. Lavrenyuk, and S.V. Tomashevich, "Estimation of the error vector magnitude in an industrial data transmission scenario under conditions of multipath propagation of spectrally efficient signals," *Radiotekhnika*, vol. 89, no. 3, pp. 74-89, 2025, doi: 10.18127/j00338486-202503-07.
[28] S. J. Mason and H. J. Zimmermann, "Electronic Circuits, Signals, and Systems," New York : Wiley, 1960, 616 p.
[29] 3GPP, "TS 38.141-1 V18.2.0; NR; Base Station (BS) conformance testing; Part 1: Conducted conformance testing," 3GPP, Sophia Antipolis, France, 2023. [Online]. Available: https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3367

Information about authors:

Vitalii A. Pavlov, *Associate professor, PhD, Associate professor, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University, Saint-Petersburg. Russia. Orcid: 0000-0003-0726-6613*

Anna S. Orlova, *PhD, Assistant professor, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University, Saint-Petersburg. Russia. Orcid:0000-0002-3401-2718*

Faridoddin Shariaty, *Senior lecturer, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University, Saint-Petersburg. Russia. Orcid: 0000-0002-7060-8826*

Sergey V. Zavjalov, *Associate professor, PhD, Associate professor, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University, Saint-Petersburg. Russia. Orcid: 0000-0003-3398-3616*

Leonid B. Liokumovich, *Professor, Dr.Sc., Professor, Institute of Electronics and Telecommunications, Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University, Saint-Petersburg. Russia. Orcid: 0000-0001-5988-1429*

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАТЧИКА С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-15-24

Manuscript received 14 July 2026;
Accepted 17 September 2026

Нго Куок Фунг,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***quocphung47@gmail.com***

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

Ключевые слова: *Усилитель мощности с дефазированием; энергоэффективность; ключевой генератор; режим с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой; полевой транзистор; GaN HEMT; эквивалентные схемы; рассогласованние нагрузки; обратные токи*

В статье проводится исследование режима работы оконечного каскада усилителя мощности с дефазированием (УМДФ), построенного на генераторах класса D по схеме с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой как по классической схемотехнике, так и по схемотехнике с корректирующими индуктивностями. На основе аналитических выражений, описывающих потери на сопротивлении насыщения транзисторов при протекании тока нагрузки и при протекании токов корректирующих индуктивностей, а также коммутативные потери в выходных емкостях транзисторов, оцениваются энергетические характеристики УМДФ и приводится пример оптимизации сопротивления нагрузки по критерию максимального среднего КПД для MOSFET и GaN HEMT транзисторов. Показано, что оптимальное сопротивление нагрузки не зависит от напряжения питания, что позволяет использовать его ступенчатое изменение без дополнительных переключений в высокочастотных цепях согласования. Показано, что для классической схемотехники средний КПД в динамическом режиме будет зависеть от вида усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей). В этом случае сопротивление нагрузки можно оптимизировать для конкретного вида усиливаемого сигнала. Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями значения КПД максимальны для всех выходных напряжений при оптимальном значении сопротивления нагрузки. Постоянство найденного значения оптимального сопротивления нагрузки УМДФ с корректирующими канальными индуктивностями делает его инвариантным к виду усиливаемого сигнала, то есть, более универсальным для любых применений. Полученные выражения для статических энергетических характеристик позволяют проводить оптимизацию порогов ступенчатого переключения напряжения питания при использовании комбинирования синтетических методов высокоэффективного усиления для различных современных сигналов с высоким значением пик-фактора.

Информация об авторах:

Нго Куок Фунг, *аспирант кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

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:
Нго К. Ф., Варламов О.В. Исследование энергетических характеристик передатчика с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 15-24.

For citation:
Q. F. Ngo, O. V. Varlamov, "Outphasing transmitter energy characteristics," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.10, pp. 15-24. (*in Russian*)

Введение

Базовое исследование энергетических характеристик усилителей мощности с дефазированием (УМДФ), построенных на MOSFET транзисторах, проводилось в [1, 2]. В указанных работах не учитывались дополнительные потери в ключах, вызванные протеканием тока в корректирующих индуктивностях, предложенных в [3-7], и обеспечивающих высокие качественные показатели. Также не были рассмотрены появившиеся в последние годы в коммерческой доступности более эффективные (по соотношению сопротивления насыщения и выходной емкости) транзисторы, изготовленные по технологии GaN HEMT, возможность применения которых в УМДФ была показана в [8, 9].

Как было показано в предыдущих работах [1, 10], для получения высокого КПД оконечного каскада УМДФ, работающего как на согласованную, так и на рассогласованную нагрузки, в нем наиболее целесообразно применять последовательное суммирование мощности отдельных каналов без использования развязывающих (мостовых) устройств. Причем, оконечные каскады канальных усилителей должны работать в режиме, обеспечивающем их низкое выходное сопротивление, т.е. быть генераторами напряжения и сохранять свои свойства при сильной расфазировке (до 180 градусов) складываемых сигналов.

Из известных схем генераторов с внешним возбуждением перечисленным требованиям отвечают ключевые генераторы класса D по схеме переключения напряжения с фильтровой нагрузкой (ПНФ) [11, 12] на полевых транзисторах. В статье подробно исследуется режим работы оконечного каскада УМДФ, построенного на генераторах ПНФ как по классической схемотехнике, так и по схемотехнике с корректирующими индуктивностями, оцениваются его энергетические характеристики и приводится пример оптимизации сопротивления нагрузки по критерию максимального среднего КПД. Полученные выражения для статических энергетических характеристик позволяют проводить оптимизацию порогов ступенчатого переключения напряжения питания при использовании комбинирования синтетических методов высокоэффективного усиления [13, 14] для различных современных сигналов с высоким значением пик-фактора.

1 Работа оконечного каскада УМДФ на согласованную нагрузку

Работу оконечного каскада УМДФ, построенного с использованием двухтактных ключевых генераторов ПНФ, будем рассматривать с допущением, принятым в [1]: фильтр гармоник представлен последовательным LC-контуром, настроенным на рабочую частоту (рис. 1). При нагруженной добротности контура Q=ρ/Rн не ниже 3...5 можно считать, что форма тока в нагрузочном сопротивлении Rн гармоническая и в нагрузке выделяется только мощность первой гармоники [11]. Кроме того, такая модель обеспечивает те же режимы работы генератора, что и сложный фильтр, т.е. обеспечивает резистивную нагрузку по первой гармонике и режим холостого хода по высшим.

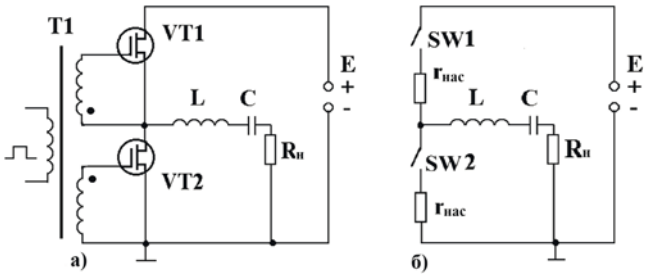


Рис. 1. а) двухтактный генератор по схеме ПНФ; б) упрощенная эквивалентная схема

Следующим допущением анализа, проводимого в данном разделе, является безынерционность активных элементов двухтактной схемы (т.е. отсутствие выходных емкостей) и равенство нулю длительностей этапов переключения при равных половине периода этапах насыщения и отсечки ($\tau_{НАС}=\tau_{ОТС}=\pi$).

Исходя из вышесказанного, УМДФ можно представить эквивалентной схемой рис. 2, в которой транзисторы представлены в виде ключей (попеременно замыкаемых на полпериода каждый) с последовательно включенными сопротивлениями $r_{НАС}$, отражающими резистивные потери на этапах насыщения, нулевыми выходными емкостями $C_{ВЫХ}$, и корректирующими канальными индуктивностями $L_{КК}$, подключенными параллельно выходам каждого полумоста.

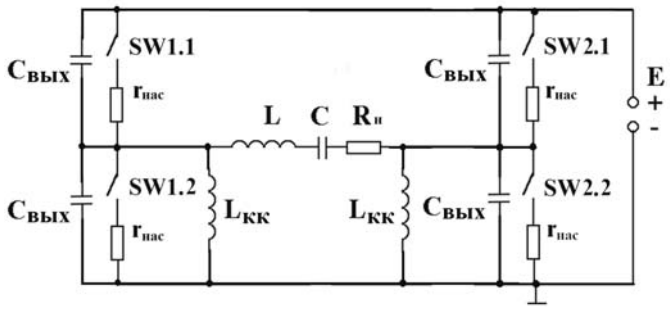


Рис. 2. Эквивалентная схема УМДФ

В общем случае, Zн ≠ Rн, что соответствует работе двух генераторов на комплексную нагрузку. В этом случае ток $I^*_н$ в нагрузке уже не будет совпадать по фазе с напряжением $U^*_н$. Выражение для этого тока можно записать следующим образом:

$$I^*_н = U^*_н / (|Z|e^{j\chi}),$$

где χ - фазовый сдвиг между током $I^*_н$ и напряжением $U^*_н$ нагрузки. В соответствии с [1] запишем:

$$I^*_H = \left[2U_г \cos\varphi \bullet e^{-j\chi}\right] / |Z_н|. \quad (1)$$

Для частного случая согласованной резистивной нагрузки $Z_н=R_н$ в получаемые соотношения необходимо будет подставить $X_Н=0$ и $\chi=0$.

Постоянная составляющая импульсов тока в ключах определяется следующим образом:

$$I_{0кл} = 1/\pi \int_{-\pi/2\pm\varphi}^{\pi/2\pm\varphi} I_m \cos(\omega t + \chi) d\omega t, \quad (2)$$

где I_m – амплитуда первой гармоники тока нагрузки (будет определена ниже).

После интегрирования (1) получаем искомое выражение для $I_{0КЛ}$:

$$I_{0клi} = \frac{I_m \cos(\chi \pm \varphi)}{\pi} . \quad (3)$$

Амплитуда первой гармоники, содержащейся в прямоугольном импульсе $u_{Г1}(t)$ с размахом E, определяется следующим образом:

$$U^*_{Г1i} = 1/\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_{Гi}(t)\cos(\omega t)dt + 1/\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_{Гi}(t)\sin(\omega t)dt , \quad (4)$$

$$U^*_{1Гi} = \frac{2E}{\pi}(\cos\varphi \pm j\sin\varphi)\cdot \quad (5)$$

Знак “плюс” в формулах (3) и (5) соответствует ключу SW1.1, а “минус” - ключу SW2.2.

Выражения для напряжения и тока в нагрузке можно получить, воспользовавшись соотношением (1). Подставив в это выражение в качестве амплитуды напряжения генераторов первую гармонику напряжения на ключе (5) и, учитывая, что ток нагрузки протекает последовательно через сопротивления насыщения двух транзисторов, получим:

$$U_H = 4\frac{E}{\pi}\cos\varphi , \quad (6)$$

$$I^*_H = \left(4E\cos\varphi \bullet e^{-j\chi}\right)/\pi\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right]}, \quad (7)$$

$$I_m = \left(4E\cos\varphi\right)/\pi\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right]}\cdot \quad (8)$$

Зная амплитуду тока в нагрузке, можно определить выходную мощность, а также мощность активных потерь (на один транзистор) и амплитуду напряжения на сопротивлении насыщения транзистора.

$$P_H = \left(8E^2\cos^2\varphi \bullet R_H\right)/\pi^2\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right], \quad (9)$$

$$P_{r_{HAC}} = \left(8E^2\cos^2\varphi \bullet r_{HAC}\right)/\pi^2\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right], \quad (10)$$

$$U_{r_{HAC}} = \left(4E\ \cos\ \varphi \bullet r_{HAC}\right)/\pi\ \sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right]}\cdot \quad (11)$$

Теперь, подставив выражение для амплитуды тока нагрузки (8) в выражение (3), определим постоянную составляющую токов в ключах:

$$I_{0КЛ} = \left(4E\cos\varphi \bullet \cos(\chi \pm \varphi)\right)/\pi^2\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right]}\cdot \quad (12)$$

Мощность, потребляемая оконечным каскадом УМДФ от источника питания, будет определяться выражением:

$$P_0 = 2E(I_{0КЛ1.1} + I_{0КЛ2.2}) = \quad .(13)$$
$$= \left(\left(4E^2\cos\varphi\right)/\pi^2\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X^2_H\right]}\right)\bullet\left(\cos(\chi+\varphi) + \cos(\chi-\varphi)\right)$$

Для случая резистивной нагрузки выражение (13) упрощается и может быть записано в виде:

$$P_0 = \left(8E^2\cos^2\varphi\right)/\pi^2\left(R_H + 2r_{HAC}\right)\cdot \quad (14)$$

Отсюда КПД выходного каскада УМДФ в случае $Z_H = R_H$ и отсутствия коммутативных потерь определяется из (9) и (14) как:

$$\eta = \frac{R_H}{R_H + 2r_{HAC}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{2r_{HAC}}{R_H}\right)} . \quad (15)$$

Следует отметить, что реактивный ток, протекающий через корректирующие канальные индуктивности, не сказывается на рассмотренных выше выходных параметрах УМДФ. Однако, при протекании тока через сопротивления насыщения ключей, он создает на них падение напряжения и увеличивает мощность потерь, которая дополнительно потребляется от источника питания. При этом в первую половину периода происходит накопление энергии в индуктивности через один ключ полумоста, а во вторую половину периода – ее разряд через второй ключ полумоста. В отличие от синусоидального тока нагрузки, ток в корректирующих канальных индуктивностях при приложении к нему прямоугольного напряжения, которое присутствует на выходе полумоста, будет иметь пилообразную форму. Действующее значение переменного тока треугольной формы равно $I = I_m/\sqrt{3} \approx 0.577 I_m$.

Определим максимальное значение тока I_m. Ток в индуктивности при приложении к ней напряжения линейно возрастает по закону $I_L = \frac{E}{L}t$. В момент окончания положительного импульса напряжения, соответствующего половине периода рабочей частоты, ток достигнет максимального значения, равного $I_{Lm} = \frac{E}{L}0.5T = \frac{E}{L}0.5\frac{1}{f}$, где f – рабочая частота.

Учитывая рекомендованные в [4] для получения высоких качественных показателей значения величин проводимости корректирующих канальных индуктивностей в полтора раза больше проводимости нагрузки ($X_L = \omega L = 2R_H/3$, откуда $L = R_H/3\pi f$ и $I_{Lm} = 1.5\pi E/R_H$) и установку их в обоих полумостах, что позволяет не заботиться о фазировке формирователя канальных сигналов [15, 16], получим величину дополнительных потерь, определяемую как:

$$P_{Lkk} = 2r_{HAC}(I_{Lm}/\sqrt{3})^2 = 1.5\pi^2E^2r_{HAC}/R^2_H . \quad (16)$$

Подчеркнем, что это не потери в канальных индуктивностях (их собственными потерями при типичной добротности 100 можно на данном этапе анализа пренебречь), а потери на сопротивлении насыщения ключей, вызванные протеканием тока в корректирующих катушках. При установке корректирующих канальных индуктивностей потребляемая оконечным каскадом мощность определяется суммой выражений (14) и (16):

$$P_{0L} = P_0 + P_{Lkk} = \left[8E^2\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})\right] + \left[1.5\pi^2E^2r_{HAC}/R^2_H\right]. \quad (17)$$

В этом случае КПД, с учетом (9) и (17) соответственно, будет равен:

$$\eta_L = \frac{8R_H\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})^2}{\left[8\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})\right] + \left[1.5\pi^2r_{HAC}/R^2_H\right]} . \quad (18)$$

Или, после преобразований,

$$\eta_L = \frac{8R_H^3 \cos^2(\varphi)}{(R_H + 2r_{HAC})\left[8R_H^2 \cos^2(\varphi) + 1.5\pi^4 r_{HAC}(R_H + 2r_{HAC})\right]}. \quad (19)$$

Как видно из (19), при наличии корректирующих канальных индуктивностей, КПД, в отличии от выражения (15), зависит от уровня выходного сигнала. Это объясняется тем, что потери на сопротивлении насыщения ключей, вызванных протеканием тока нагрузки, пропорциональны выходной мощности, а потери, вызванные протеканием тока через корректирующие индуктивности, постоянны.

2 Коммутативные потери в оконечном каскаде УМДФ

Коммутативные потери [11, 17] возникают вследствие перезаряда выходных емкостей транзисторов $C_{вых}$ при их переключении. На эквивалентной схеме рис. 2 это можно отразить, включив параллельно каждому транзистору (последовательное соединение ключа и сопротивления $r_{нас}$) конденсатор $C_{вых}$. В этом случае токи перезаряда емкостей протекают в моменты переключения транзисторов (перехода из состояния отсечки в состояние насыщения и наоборот). Будем по-прежнему полагать отсутствие активных этапов работы (т.е. считаем, что само переключение транзисторов происходит мгновенно). Однако, фронт и спад напряжения на ключах будет не мгновенным, а иметь экспоненциальный вид с постоянной времени $\tau = r_{нас} \cdot C_{вых}$, согласно законам коммутации при переходных процессах. Соответственно, у импульсов напряжения появляются фронты длительностью $t_ф = 2.3\tau$.

Заряд выходной ёмкости разомкнутого транзистора происходит током, протекающим от источника питания через сопротивление $r_{нас}$ противоположного (замкнутого) ключа. К моменту окончания заряда на емкости (и ключе) устанавливается напряжение U, а в выходной емкости транзистора запасается энергия электрического поля:

$$W_{ЭЛ} = 0.5 \cdot C_{ВЫХ} \cdot U^2 \cdot$$

При этом, как показано в [11], в резисторе $r_{нас}$, через который заряжался конденсатор, рассеивается тепловая энергия той же величины (не зависимо от величины $r_{нас}$ и времени заряда). Таким образом процесс заряда линейной емкости через резистор происходит с КПД = 50% не зависимо от параметров RC цепи.

Процесс разряда емкости (от напряжения U до нуля) происходит через сопротивление $r_{нас}$ собственного ключа, когда он замкнут. При этом вся накопленная в ней энергия выделяется в этом сопротивлении в виде тепла.

За период рабочей частоты в выходной емкости каждого транзистора происходит процесс заряда и разряда, каждый из которых сопровождается выделением тепла в транзисторе. В этом случае мощность коммутативных потерь во всех 4-х транзисторах будет определяться выражением:

$$P_{КОМ} = 4 \cdot C_{ВЫХ} \cdot E^2 \cdot f_P \,, \quad (20)$$

где f_P – рабочая частота.

Выражение (20) в общем случае является приближенным, поскольку не учитывает нелинейный характер выходной емкости транзистора. Кроме того, некоторая (незначительная) часть тока заряда емкости может протекать через нагрузку, обеспечивая вклад в генерацию выходной (полезной) мощности усилителя. Однако, как показано в [11], для реальных соотношений $r_{нас}/R_н < 0{,}1$ ошибка в определении мощности коммутативных потерь не превышает 15...20%, что вполне приемлемо для практических расчетов.

Потребляемую генераторами мощность с учетом коммутативных потерь можно представить в следующем виде:

$$P_{ПОТР} = P_0 + P_{КОМ} = P_Н + 4P_{r_{НАС}} + P_{КОМ}. \quad (21)$$

Определим КПД с учетом коммутативных потерь:

$$\eta = \frac{P_Н}{P_Н + P_{r_{НАС}} + P_{КОМ}}. \quad (22)$$

При наличии в схеме корректирующих канальных индуктивностей, при вычислении потерь на сопротивлениях $r_{нас}$ необходимо учитывать протекающий по ним ток индуктивностей в соответствии с (16). Несмотря на приближенный характер формул (20)-(22), они могут быть использованы для оценки энергетических характеристик оконечного каскада УМДФ.

3 Оптимизация энергетических характеристик оконечного каскада УМДФ

3.1 Классическая схемотехника

Как было показано в предыдущих разделах, основными причинами потерь мощности в «классическом» (без корректирующих канальных индуктивностей) 4-х ключевом генераторе с фильтровой нагрузкой (генераторе класса D) являются коммутативные потери Pк, связанные с перезарядом выходных емкостей транзисторов:

$$P_K = 4\, fCE^2, \quad (23)$$

и резистивные потери Pr, обусловленные протеканием рабочих токов (тока нагрузки) через сопротивления насыщения замкнутых ключей:

$$P_r = I_H^2 2r_{HAC}. \quad (24)$$

В рассматриваемом генераторе с фильтром на выходе, ток нагрузки *I*н имеет гармоническую форму и в каждый момент времени протекает через последовательно включенные нагрузку и пару замкнутых ключей с сопротивлениями r_{HAC}. Таким образом, (в случае согласованной нагрузки) выходную мощность первой гармоники P1 и мощность резистивных потерь Pr с учетом (24) можем записать в виде:

$$P_1 = I_H^2 R_H, \quad (25)$$

$$P_r = P_1 2r_{HAC} / R_H. \quad (26)$$

Основным критерием энергетической эффективности любого усилителя мощности является его КПД. Однако при весьма высоких значениях КПД (η>0,9...0,95) удобнее пользоваться другим показателем энергетической эффективности – коэффициентом удельных потерь ξ=Рпотерь/Рвых. Отметим, что коэффициент удельных потерь однозначно связан с КПД: ξ=(1-η)/η (и соответственно η=1/(ξ+1)), и является

более чувствительной характеристикой, описывающей энергетическую эффективность устройства, когда его КПД>0,9. Запишем для рассматриваемого генератора величину удельных потерь:

$$\xi = \left(P_K + P_r\right) / P_1,$$

или, используя (26):

$$\xi = (P_K + P_1 \cdot 2\, r_{HAC} / R_H) / P_1 \qquad (27)$$

Из (27) следует, что удельные резистивные потери (второе слагаемое в (27)), связанные с протеканием тока нагрузки через r_{HAC} ключей, при фиксированном напряжении питания E обратно пропорциональны величине нагрузки генератора Rн.

Из рассмотрения поведения удельных коммутативных потерь (P_K/P_1, первое слагаемое в (27) с учетом (25)), видно, что они практически прямо пропорциональны сопротивлению нагрузки Rн, поскольку выходная мощность P_1, линейно (при допущении, что $2r_{HAC}/R_H \ll 1$) снижается с ростом Rн.

Таким образом удельные потери, описываемые двумя слагаемыми, одно из которых монотонно растет, а другое падает с увеличением Rн, должны иметь минимальное значение при некотором значении Rно, которое будем называть оптимальным при заданном напряжении питания E, рабочей частоте f и для конкретных используемых транзисторов (характеризующихся параметрами сопротивления насыщения во включенном состоянии r_{HAC} и выходной емкостью C, которая, кстати, может существенно зависеть от E). Использование оптимального значения сопротивления нагрузки Rно при проектировании рассматриваемого генератора позволит обеспечить минимальные удельные потери мощности и максимальный КПД.

Для обеспечения возможности сравнения полученных результатов с [1], рассмотрим особенности анализируемого генератора при синтезе на его выходе сигнала с амплитудной модуляцией гармоническим напряжением с произвольным индексом модуляции m ($0<m<1$). Известно, что максимальное выходное напряжение и мощность достигаются в пике 100% модуляции, при этом выходные напряжения канальных усилителей (обоих половин 4-х ключевого генератора рис. 2) складываются в фазе ($2\varphi=0$), и напряжение на входе фильтра гармоник имеет форму симметричного меандра с максимальным значением E (размахом 2E).

Максимальная амплитуда первой гармоники, содержащейся в таком сигнале и прикладываемая к последовательно соединенным сопротивлениям пары ключей и резистивной нагрузке через фильтр, составляет: $U^*_{MH} = (4/\pi)E$, при этом амплитуда тока первой гармоники, протекающего через нагрузку:

$$I_{MH} = (4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H), \qquad (28)$$

соответственно, пиковая мощность определяется как

$$P_{1M} = 0.5 R_H \left((4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right)^2. \qquad (29)$$

Мощность в телефонной точке (мощность несущей), исходя из теории АМ, составляет четверть от пиковой:

$$P_{1T} = 0.25 \cdot 0.5 R_H \left((4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right)^2. \qquad (30)$$

Средняя мощность (усредненная на периоде модулирующей частоты) при произвольном индексе амплитудной модуляции – *m* выше мощности в телефонной точке в $(1+0.5\cdot m^2)$ раз, т.е:

$$P_{1cp} = 0.25\left(1 + 0.5m^2\right) 0.5 R_H \left\{(4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right\}^2 \qquad (31)$$

Подставив в выражение для удельных потерь мощности (27) выражение для коммутативных потерь (23) и средней мощности первой гармоники (31), получим:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H (1 + 2r_{HAC}/R_H)^2 / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32)$$

Для пиковой точки это будет

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H (1 + 2r_{HAC}/R_H)^2 / 4\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32^{**})$$

Сомножитель $(1+2r_{HAC}/R_H)^2$ в выражении (32) в практических случаях (при допущении, что $2r_{HAC}/R_H \ll 1$) мало отличается от 1. Для упрощения дальнейших выкладок и получения результата в компактной форме заменим указанный сомножитель на 1 (позже мы оценим погрешность, вызванную этим допущением) и получим:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32a)$$

В пиковой точке:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H / 4\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32^{**}a)$$

Продифференцируем полученное выражение (32a) по Rн,

$$\frac{\partial}{\partial r}(\xi) = \frac{\partial}{\partial r}\left[\left\{\pi\omega C R_H / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H\right] = \frac{\pi\omega C}{1 + 0.5m^2} - \frac{2r_{HAC}}{R_H^2}$$

приравняем дифференциал к нулю и разрешив полученное уравнение относительно Rн, найдем оптимальное значение Rно, обеспечивающее минимальные удельные потери и максимальный КПД в рамках поставленной задачи:

$$R_{HO} = \left\{2r_{HAC}\left(1 + 0.5m^2\right) / (\pi\omega C)\right\}^{1/2}, \qquad (33)$$

при этом для пиковой мощности $R_{HO} = \left\{8r_{HAC} / (\pi\omega C)\right\}^{1/2}$.

Из выражения (33) следует важный вывод о независимости величины оптимального сопротивления нагрузки от напряжения питания, что позволяет использовать ступенчатое изменение напряжения питания без дополнительных переключений в высокочастотных цепях согласования.

Для практической оценки полученного выражения подставим в (33) значения параметров, соответствующих MOSFET транзистору IRFP244 (r_{HAC} = 0.28 Ом, C =320 пФ) и GaN транзистору EPC2016 (r_{HAC} = 0.016 Ом, C =225 пФ) при напряжении на стоке E=50 В, при различных значениях индекса амплитудной модуляции m на рабочей частоте f=1 МГц.

Рассчитанные значения оптимальных нагрузочных сопротивлений для 4-х ключевого генератора с дефазированием приведены на рис. 3.

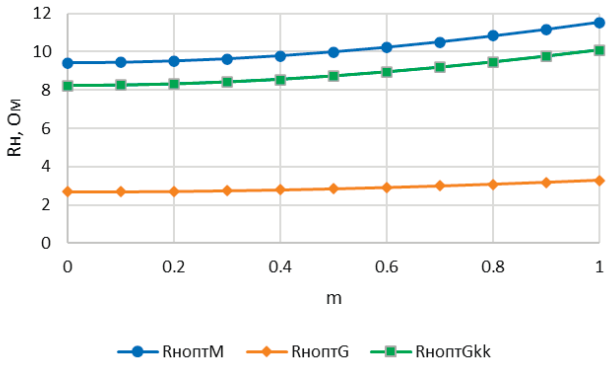


Рис. 3. Оптимальные сопротивления нагрузки при различных индексах АМ

Как следует из рис. 3, оптимальное сопротивление нагрузки имеет некоторую, хотя и слабо выраженную зависимость от глубины модуляции m для обоих типов транзисторов. Для пиковой точки (точки максимальной мощности, соответствующей телеграфному режиму), значения оптимального сопротивления нагрузки составят 18,83 Ом и 5,37 Ом, соответственно.

Следует отметить, что при значениях сопротивления нагрузки, более высоких, чем оптимальное, потери возрастают достаточно плавно, что позволяет подобрать необходимое для обеспечения заданной выходной мощности, и схемотехнически комфортное для обеспечения требуемого коэффициента трансформации, сопротивление нагрузки.

3.2 Схемотехника с корректирующими канальными индуктивностями

Проведем аналогичные предыдущему пункту расчеты оптимального сопротивления нагрузки для четырехключевого генератора, как выходного каскада УМДФ, с корректирующими канальными индуктивностями. Опуская текстовое описание, аналогичное пункту 3.1, запишем соответствующие выражения для АМ сигнала:

$$\begin{aligned} &P_K = 4\,fCE^2,\\ &P_r = I_H^2 2r_{HAC} = P_1 2r_{HAC}/R_H,\\ &P_{Lkk} = 1.5\pi^2 E^2 r_{HAC}/R_H^2,\\ &\xi_{kk} = \left(P_K + P_r + P_{Lkk}\right)/P_1,\\ &P_{1cp} = 0.25\left(1+0.5m^2\right)0.5R_H\left\{(4/\pi)E/(2r_{HAC}+R_H)\right\}^2. \end{aligned} \qquad (34)$$

Аналогично считая $(1+2r_{HAC}/R_H)^2 \approx 1$ получим:

$$\xi_{kk} = \left\{\pi\omega CR_H/\left(1+0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H + 3r_{HAC}\pi^4/4R_H. \qquad (35)$$

Дифференцируя:

$$\frac{\partial}{\partial r}(\xi_{kk}) = \frac{\pi\omega C}{1+0.5m^2} - \frac{2r_{HAC}}{R_H^2} - \frac{3\pi^4 r_{HAC}}{4R_H^2}.$$

Приравнивая к нулю и решая, найдем оптимальное сопротивление нагрузки для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями:

$$R_{HOkk} = 0.25\left\{r_{HAC}\left(1+0.5m^2\right)(8+3\pi^4)/(\pi\omega C)\right\}^{1/2}. \qquad (36)$$

Для пиковой мощности:

$$R_{HOkk} = 0.5\left\{r_{HAC}(8+3\pi^4)/(\pi\omega C)\right\}^{1/2}.$$

Рассчитанные для рассмотренного выше примера для GaN транзистора EPC2016 оптимальные сопротивления нагрузки при различных индексах АМ приведены на Рис. 3 (кривая RноптGkk). Они существенно выше, чем при использовании классической схемотехники, что делает целесообразным применение корректирующих канальных индуктивностей в схемах на GaN транзисторах с низким сопротивлением насыщения или в высоковольтных приложениях, где протекающие через ключи токи невелики. Для пиковой точки (точки максимальной мощности, соответствующей телеграфному режиму), значения оптимального сопротивления нагрузки составят 57,68 Ом и 16,44 Ом, соответственно.

Подставив выражение для оптимального сопротивления нагрузки (33) в выражение удельных потерь (32), получим минимальное значение удельных потерь ξmin, которое может быть достигнуто при использовании классической схемотехники и конкретного транзистора, характеризующегося основными параметрами r_{HAC} и C:

$$\xi_{\min} = \left\{8\pi\omega C r_{HAC}/\left(1+0.5m^2\right)\right\}^{1/2}. \qquad (37)$$

Как следует из (36), минимальные удельные потери в рассматриваемом генераторе пропорциональны произведению рабочей частоты, r_{HAC} и C в степени 1/2, что определяет частотную зависимость энергетических характеристик не такую резкую, как у коммутативных потерь, которые зависят от рабочей частоты и **C** прямо пропорционально (25).

Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями, подставляя (36) в (35), получим минимальное значение удельных потерь $\xi_{\min kk}$ как:

$$\begin{aligned} &\xi_{\min kk} = \frac{10+3.75\pi^4}{\sqrt{8+3\pi^4}}\left\{\pi\omega C r_{HAC}/\left(1+0.5m^2\right)\right\}^{1/2} \approx \\ &\approx 21.66\left\{\pi\omega C r_{HAC}/\left(1+0.5m^2\right)\right\}^{1/2} \end{aligned} \qquad (38)$$

Применение корректирующих канальных индуктивностей, как показано в [4, 6], позволяет обеспечить требуемые высокие качественные показатели [18] передатчиков цифрового радиовещания [19, 20]. Однако, минимальное значение удельных потерь в этом случае в 7.65 раз выше, чем при классической схемотехнике, что требует использования более совершенной элементной базы. Такому условию, в частности, удовлетворяют GaN HEMT транзисторы, «коэффициент качества» которых (FOM, figure of merit, как произведение выходной емкости на сопротивление насыщения) на порядок лучше (т.е. меньше), чем у MOSFET транзисторов [9, 21].

Оценим погрешность полученных результатов, вызванную введенным допущением при переходе от выражения (32) к (32а), для чего выполним преобразование $(1+2r_{HAC}/Rн)^2 = 1+4r_{HAC}/Rн+(2r_{HAC}/Rн)^2$. Подставив характерные для GaN HEMT транзисторов значения r_{HAC} = 0.016 Ом и Rн = 3 или 14 Ом (для классической или с корректирующими канальными индуктивностями схемотехники), увидим, что второе слагаемое правой части рассматриваемого

равенства составляет величину порядка 2.1% (или 0.46%) от единицы, а третье слагаемое 0.01% (или 0.0005%). При операции дифференцирования выражений (32) или (35), при нахождении экстремума удельных потерь, второе слагаемое из отброшенного сомножителя никак не изменяет производную и таким образом погрешность при определении величины Rно в рассмотренном примере не превышает погрешности третьего слагаемого в отброшенном сомножителе, т.е. 0.01%.

При вычислении самой величины удельных потерь ξ по выражению (32) ошибка не может превысить 2.1%, а определение ξ_{min} (36) при оптимальном Rно имеет ошибку не более 1.05%, поскольку при оптимальной нагрузке оба слагаемых в выражении (32) равны и относительная погрешность первого из них – 2.1%. Очевидно, что с ростом отношения $2r_{НАС}/R_{но}$ погрешность полученных выражений будет возрастать. Однако для всех $2r_{НАС}/R_{но}<0.05$, что охватывает все разумные с практической точки зрения случаи (КПД не менее 90%), погрешность определения Rно не превышает 0.25%, а погрешность определения ξ_{min} не превышает 5%. Для практики такая точность вполне приемлема.

4 Статические энергетические характеристики

Весьма интересным моментом является анализ статической зависимости КПД, под которой будем понимать зависимость КПД от нормированного напряжения первой гармоники u, которое изменяется от 0 до 1 при работе выходного каскада в статическом режиме (без АМ). Выразим выходную мощность P1 через выходное напряжение:

$$P_1 = U_{ВЫХ}^2 / R_H = (U_{МН} \bullet u)^2 / (2R_H), \quad (39)$$

где: Uмн - максимальная амплитуда первой гармоники (из (28)):

$$U_{МН} = (4/\pi) E R_H / (2r_{НАС} + R_H),$$

u – нормированное напряжение первой гармоники (0<u<1).

Подставив (39) в (27) и в (34), и используя известное соотношение $\eta = 1/(\xi + 1)$, получим зависимости КПД от нормированного выходного напряжения в статическом режиме для классической схемотехники:

$$\eta = \left\{1 + \pi\omega C(2r_{НАС} + R_H)^2 / 4R_H u^2 + 2r_{НАС} / R_H\right\}^{-1}, \quad (40)$$

и для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями:

$$\eta_{кк} = \left\{1 + \frac{\pi\omega C(2r_{НАС} + R_H)^2}{4R_H u^2} + \frac{3\pi^4 (r_{НАС}/R_H)(2r_{НАС} + R_H)^2}{16R_H^2 u^2} + \frac{2r_{НАС}}{R_H}\right\}^{-1}. \quad (41)$$

На рис. 4 приведены примеры статических зависимостей КПД для рассматриваемых транзисторов на частоте 1 МГц для классической схемотехники. Сопротивления нагрузки соответствуют оптимальным значениям для точек максимального выходного напряжения - кривые с индексом «1.0»; в пять раз больше оптимального (индекс «5»); и в пять раз меньше оптимального, что соответствует 20% напряжения (4% мощности) – кривые с индексом «0.2».

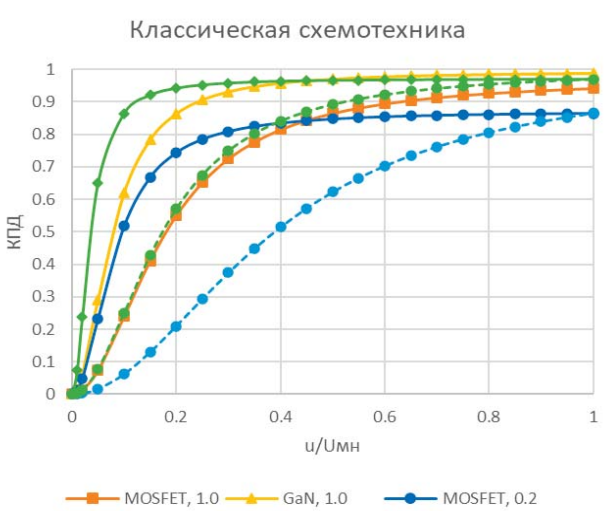


Рис. 4. Статические энергетические характеристики для классической схемотехники при различных сопротивлениях нагрузки

Как видно из рис. 4, GaN транзисторы обладают существенно более высоким КПД, особенно в начале статической характеристики (u < 0,2...0,4).

При Rн > Rно, возрастает доля коммутативных потерь, снижается доля активных потерь, и КПД при малых **u** становится ниже, чем при оптимальной нагрузке. Очевидно, что в динамическом режиме средний КПД упадет по отношению к оптимальному режиму.

При Rн < Rно, наоборот, возрастает доля резистивных потерь и снижается доля коммутативных потерь. КПД при малых **u** становится выше, чем при оптимальной нагрузке, но зато при близких к 1 значениях **u** значения КПД получаются ниже, чем при оптимальной нагрузке. Средний КПД в динамическом режиме будет зависеть от вида усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей). В этом случае сопротивление нагрузки можно оптимизировать, как это было сделано выше на примере сигнала с АМ.

Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями (рис. 5, обозначения аналогичны используемым на рис. 4) статические энергетические характеристики ведут себя иным образом. Значения КПД максимальны для всех выходных напряжений при оптимальном значении сопротивления нагрузки и уменьшаются при отклонении сопротивления нагрузки от оптимального значения как в большую, так и в меньшую сторону.

Выявленные отличия в поведении статических энергетических характеристик двух рассматриваемых вариантов схемотехнического построения оконечного каскада УМДФ обусловлены наличием второй, относительно большой компоненты потерь, не зависящих от уровня выходного напряжения – потерь на сопротивлении насыщения транзисторов от реактивных токов, протекающих через корректирующие канальные индуктивности.

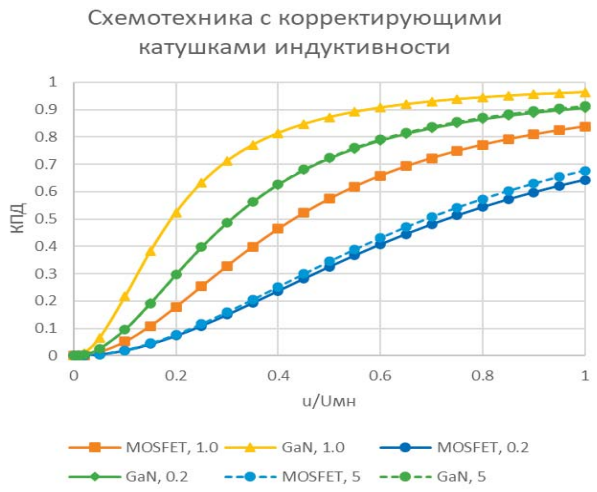


Рис. 5. Статические энергетические характеристики для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями при различных сопротивлениях нагрузки

Они практически на порядок превышают потери на сопротивлении насыщения транзисторов от токов нагрузки в точке максимальной мощности и это соотношение растет с уменьшением выходного напряжения. В этой ситуации найденное оптимальное значение потерь в точке пиковой мощности как равенство потерь на сопротивлении насыщения и коммутативных потерь при перезаряде выходных емкостей транзисторов сохраняется при всех уровнях выходного напряжения.

Данное обстоятельство позволяет считать, что постоянство найденного значения оптимального сопротивления нагрузки УМДФ с корректирующими канальными индуктивностями делает его инвариантным к виду усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей), то есть, более универсальным для любых применений.

Заключение

Таким образом, рассмотрение энергетических характеристик выходного ключевого каскада УМДФ позволяет отметить следующие его особенности. Так, в отличие от известных линейных усилителей мощности, использующих ключевые режимы работы транзисторов [11, 22] (по методу Кана, УМЦПО [14, 23, 24]), где мощность потерь снижается при снижении выходной мощности, в УМДФ мощность коммутативных потерь и потерь на сопротивлении насыщения транзисторов от протекания тока корректирующих канальных индуктивностей постоянна и не зависит от уровня синтезируемого сигнала. В связи с этим подход к оптимизации энергетических характеристик УМДФ отличается от других ключевых усилителей. В [11] приведены результаты подобной оптимизации для усилителя Кана. Там же показано, что поскольку резистивные и коммутативные потери, а также выходная мощность изменяются синхронно по статической модуляционной характеристике, то и оптимальный режим сохраняется на всем протяжении СМХ и, следовательно, для любых видов сигналов. В УМДФ оптимальный режим не сохраняется на всем протяжении СМХ, и поэтому необходимо проводить оптимизацию его режима в динамике, используя понятия средней выходной мощности и средних потерь мощности для определенного вида сигнала, аналогично тому, как это было сделано в [25, 26].

Ток нагрузки, фаза которого фиксируется корректирующими канальными индуктивностями, с уменьшением уровня выходного сигнала также уменьшается, поэтому достаточно меньшего тока через индуктивности, что дает возможность применить ступенчатое изменение напряжения питания пропорционально уровню огибающей усиливаемого сигнала. Коммутативные потери при этом также существенно снизятся. Оптимизация числа уровней и порогов квантования напряжения питания для сигнала OFDM, как наиболее распространенного в настоящее время в телекоммуникационных приложениях, будет проведена на следующих этапах работы.

Благодарности

Авторы выражают благодарность безвременно ушедшему из жизни с.н.с. МТУСИ Виктору Николаевичу Громорушкину за многолетнее совместное творчество в области разработки высокоэффективных усилителей мощности.

Литература

1. *Иванюшкин Р. Ю.* Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования: специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Иванюшкин Роман Юрьевич. Москва, 2001. 173 с. EDN QDNZKH.

2. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Outphasing power amplifier efficiency // Synchroinfo Journal. 2026, vol. 12, no. 4, pp.19-31. DOI: 10.36724/2664-066X-2026-12-4-19-31.

3. *Нго К. Ф., Бекушев Н. С., Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Особенности схемотехники непосредственного суммирования ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 2. С. 4-14. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14. EDN GZDBMJ.

4. *Нго К. Ф., Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Динамические режимы и работа на рассогласованную нагрузку при непосредственном суммировании ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 3. С. 13-23. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23. EDN GRAXPV.

5. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Outphasing Transmitter Circuit with Switching Generators Direct Summation: Static Mode Analysis // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 304-312. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017168. EDN ZMLSRI.

6. *Gromorushkin V. N., Varlamov O. V.* Dynamic Operation Modes of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 101-107. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017153. EDN TWETBL.

7. *Varlamov O. V., Gromorushkin V. N.* Mismatched Load Operation of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 391-395. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017139. EDN TMMIJZ.

8. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* GaN HEMT Transistors Application Features in Outphasing Transmitters // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems. 2026. Vol. 9, No. 1. DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553787.

9. *Нго К. Ф.* Особенности применения GAN HEMT транзисторов в передатчиках с дефазированием // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2025. Т. 16, № 6. С. 58-65. EDN EWEKKK.

10. *Варламов О. В.* Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации // диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017. EDN: ZQMQAF.

11. *Козырев В. Б., Лаврушенков В. Г., Леонов В. П., Новиков Г. В., Петяшин Н. Б., Попов И. А., Харитонов А. В., Громорушкин В. Н.* Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Москва, 1985. EDN: UHQIKD.

12. *Varlamov O. V., Gromorushkin V. N., Kozyrev V. B., Melanin A. V.* Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load // Radioelectronics and Communications Systems. 1989. Vol. 32, No. 7. P. 30-35. EDN KNLLOC.

13. *Варламов О. В., Нгуен Д. К., Грычкин С. Е.* Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 9. С. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. EDN: MJNCUK

14. *Varlamov O. V., Goncharov I. A., Lavrushenkov V. G.* High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers // Telecommunications and Radio Engineering. 1989. Т. 44. № 8. С. 49-53. EDN: ZGKWFA

15. *Нго К. Ф., Бекушев Н. С., Варамов О. В.* Исследование способов построения прототипа возбудителя для лабораторного макета передатчика, построенного по методу дефазирования // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2026. Т. 18. № 1. С. 20-29. doi: 10.36724/2409-5419-2026-18-1-20-29.

16. *Bekushev N. S., Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Design Methods of Outphasing Transmitter Exciter for Lab Prototyping // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2026, doi: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461172.

17. *Грычкин С. Е., Захаров А. М., Варламов О. В.* Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GaN FET транзисторах // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №9. С. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.

18. *Варламов О. В.* Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 2. С. 59-60. EDN: SARICJ.

19. *Варламов О. В.* Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20. EDN: YQNCWT.

20. *Варламов О. В., Варламов В. О., Долгопятова А. В.* Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16. DOI: 10.24411/2072-8735-2018-10304.

21. *Varlamov O. V., Chugunov I. V.* Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, Kazan, 03-04 июля 2017 года. Kazan, 2017. P. 7997508. DOI 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508. EDN XOTGCX.

22. *Варламов О. В.* Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11. EDN: GAHBPS.

23. *Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Разработка компьютерной модели высокочастотного тракта усилителя с раздельным усилением составляющих и исследование причин его специфических искажений // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19. № 9. С. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34. EDN: CKKLOE.

24. *Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Разработка требований к характеристикам отдельных узлов высокоэффективного передатчика, построенного по методу раздельного усиления составляющих однополосных колебаний // Наукоемкие 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. *Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A.* Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173. DOI: 10.3390/s22239173. EDN: BRCSHZ.

26. *Варламов О. В.* Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. EDN: MWFYUG,

OUTPHASING TRANSMITTER ENERGY CHARACTERISTICS

Ngo Quoc Fung, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***quocphung47@gmail.com***
Oleg V. Varlamov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***vov@mtuci.ru***

Abstract

This article examines the outphasing power amplifier (OPA) output stage operating mode, built on class-D oscillators using a voltage-switching circuit with a filter load, using both classical circuit designs and circuit designs with correcting inductors. Using analytical expressions describing the losses in the transistor saturation resistance during the load current and during the correcting inductor currents, as well as the commutation losses in the transistor output capacitances, the OPA energy characteristics are estimated and an example of load resistance optimization based on the criterion of maximum average efficiency for MOSFET and GaN HEMT transistors is presented. It is shown that the optimal load resistance is independent of the supply voltage, enabling its stepwise change without additional switching in high-frequency matching circuits. It is also shown that for classical circuit designs, the average efficiency in dynamic mode will depend on the type of the amplified signal (the probability density function of its envelope amplitude). In this case, the load resistance can be optimized for the specific type of signal being amplified. For circuit designs with correcting channel inductors, the efficiency values are maximized for all output voltages at the optimal load resistance value. The constancy of the determined optimal load resistance value for a OPA with correcting channel inductors makes it invariant to the type of signal being amplified, making it more versatile for all applications. The resulting expressions for the static power characteristics enable optimization of step-switching thresholds for supply voltages using a combination of synthetic high-efficiency amplification methods for various modern signals with high crest factors.

Keywords: *image anomalies, oil product spills, feature vectors, recognizable image classes, histograms of image brightness distributio*

References

[1] R.Yu. Ivanyushkin, "Research and development of a high-frequency path of a radio broadcasting MF transmitter built using the outphasing method," Ph.D. Thesis / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 2001.
[2] Q.F. Ngo, O.V. Varlamov, "Outphasing power amplifier efficiency," *Synchroinfo Journal.* 2026, vol. 12, no. 4, pp.19-31. DOI: 10.36724/2664-066X-2026-12-4-19-31.
[3] Q. F. Ngo, N. S. Bekushev, V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Outphasing transmitter circuit with switching generators direct summation design features", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no. 2, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14.
[4] Q.F. Ngo, V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "Outphasing transmitters with switching generators direct summation: dynamic modes and mismatched load operation", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no. 3, pp. 13-23. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23.
[5] Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "Outphasing Transmitter Circuit with Switching Generators Direct Summation: Static Mode Analysis", *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-9, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017168.
[6] V. N. Gromorushkin and O. V. Varlamov, "Dynamic Operation Modes of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation," *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-7, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017153.
[7] O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin, "Mismatched Load Operation of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation," *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017139.
[8] Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "GaN HEMT Transistors Application Features in Outphasing Transmitters," *2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF69969.2026.11553787.
[9] Q. F. Ngo, "Features of using GaN HEMT transistors in outphasing transmitters," *Synchronization, Signal Generation, and Processing Systems*. 2025. Vol. 16. No. 6. pp. 58-65.
[10] O.V. Varlamov, "The Technology of Creating a Digital Broadcasting Network of the DRM Standard for the Russian Federation", D.Sc. Thesis, MTUCI, Moscow, Russia, 2017.
[11] V.B. Kozyrev, V.G. Lavrushenkov, V.P. Leonov, G.V. Novikov, N.B. Petyashin, I.A. Popov, A.V. Kharitonov, V.N. Gromorushkin, "Transistor Harmonic Oscillators in Switch Mode", Moscow: Radio and Communication, 1985.
[12] O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, V.B. Kozyrev, A.V. Melanin, "Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load", *Radioelectronics and Communications Systems*. 1989, vol. 32. no 7, pp. 30-35.
[13] O.V. Varlamov, D.C. Nguyen, S.E. Grychkin, "Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques", *T-Comm*. 2021. vol. 15, no.9, pp. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16.
[14] O. V. Varlamov, I. A. Goncharov and V.G. Lavrushenkov, "High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers", *Telecommunications and Radio Engineering* (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika), vol. 44, no. 8, pp. 49, 1989.
[15] Q. F. Ngo, N. S. Bekushev, O. V. Varamov, "Research constructing methods for a laborator outphasing transmitter exciter prototype," *H&ES Research*. 2026. Vol. 18. No. 1, pp. 20-29. doi: 10.36724/2409-5419-2026-18-1-20-29.
[16] N. S. Bekushev, Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "Design Methods of Outphasing Transmitter Exciter for Lab Prototyping," *2026 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russian Federation, 2026, pp. 1-8, doi: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461172.
[17] S.E. Grychkin, A.M. Zakharov, O.V. Varlamov, "Method for calculating the efficiency of a PWM modulator based on GaN FET transistors," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.9, pp. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.
[18] O. Varlamov, "Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters", *T-Comm*. 2014. Vol. 8. No. 2, pp. 59-60.
[19] O.V. Varlamov, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests", *T-Comm*. 2018. vol. 12, no.11, pp. 4-20.
[20] O.V. Varlamov, V.O. Varlamov, A.V. Dolgopyatova, "DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region", *T-Comm*. 2019. vol. 13, no.9, pp. 9-16.
[21] O. V. Varlamov and I. V. Chugunov, "Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation," *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508.
[22] O.V. Varlamov, "Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load", *T-Comm*, vol. 16, no. 10, pp. 4-11, 2022. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11.
[23] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Amplifier with separate components amplification high-frequency path computer model development and its specific distortions causes study", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.9, pp. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34.
[24] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Development of requirements to the individual units characteristics of a high-efficiency transmitter with separate amplification of single-sideband signals", *H&ES Research*. 2025. Vol. 17. No 4. DOI 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34.
[25] O. Varlamov, D. C. Nguyen, and A. Grebennikov, "Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers", *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9173, Nov. 2022, Doi: 10.3390/s22239173.
[26] O.V. Varlamov, "Powerful broadband DC amplifiers for modulation path of transmitters with separate amplification", *T-Comm*. 2022. vol. 16, no.11, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14.

Information about authors:

Ngo Quoc Fung, *post-graduate student of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

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*

ВЛИЯНИЕ ГЕОМЕТРИИ МИКРОКАНАЛЬНЫХ ПЛАСТИН ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ РЕНТГЕНОВСКОГО ТЕЛЕСКОПА ДЛЯ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ПОСЛЕСВЕЧЕНИЯ ГАММА-ВСПЛЕСКОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-25-33

Manuscript received 12 July 2026;
Accepted 24 September 2026

Бестугин Александр Роальдович,
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия,
fresguap@mail.ru

Куркова Ольга Петровна,
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия,
aljaskaolga@mail.ru

Ключевые слова: *космические излучения гамма-всплесков, послесвечение гамма-всплесков, рентгеновский телескоп, вероятность обнаружения излучения, эффективная площадь, поле зрения, фокусное расстояние, оптика "Lobster Eye", микроканальная пластина*

Обоснована целесообразность и перспективность использования при создании бортового рентгеновского телескопа для наблюдения за космическими явлениями послесвечения гамма-всплесков оптики "Lobster Eye" в геометрии Энджела. Представлены: математическая модель вероятности обнаружения рентгеновского излучения в зависимости от геометрических параметров микроканала оптики "Lobster Eye" в геометрии Энджела; результаты теоретических исследований в виде выявленных основных закономерностей влияния геометрических параметров оптики "Lobster Eye" на функциональные характеристики рентгеновского телескопа; показаны и обоснованы ограничения, которые необходимо учитывать, а также противоречия, которые необходимо компенсировать путем решения задач оптимизации в процессе создания рентгеновского телескопа, а также результаты анализа влияния возможных отклонений от идеальной геометрии оптической системы на искажение изображения (аберрации), получаемого в фокальной плоскости рентгеновского телескопа. Полученные результаты могут служить в качестве научно-технического задела для дальнейшего развития научного направления, предложенного к рассмотрению в данной статье.

Информация об авторах:
Бестугин Александр Роальдович, *доктор технических наук, профессор кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия*
Куркова Ольга Петровна, *доктор технических наук. Профессор кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Бестугин А.Р., Куркова О.П. Влияние геометрии микроканальных пластин оптической системы на функциональные возможности рентгеновского телескопа для космического мониторинга послесвечения гамма-всплесков // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 25-33.

For citation:
A. R. Bestugin, O. P. Kurkova, "Influence of the geometry of microchannel plates optical system on the functional capabilities X-ray telescope for space monitoring of the afterglow of gamma-ray bursts", *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.10, pp. 25-33. (*in Russian*)

Введение

Излучения гамма-всплесков (GRB – *gamma-ray bursts*) и последующее послесвечение, направленные в сторону нашей планеты из далеких галактик, могут оказывать влияние на разрушение озонового слоя, изменение климата, функционирование технических систем, что представляет определенную опасность для жизни людей на Земле. В связи с этим необходим постоянный мониторинг этих космических явлений. Кроме этого, изучение этих космических объектов способствует расширению наших познаний о процессах, происходящих в далеких галактиках, зарождении и развитии нашей галактики. Поэтому мониторинг GRB и последующего послесвечения необходим и имеет большое научное и практическое значение.

GRB – это масштабный космический выброс энергии, энергетические пики которого составляют 50 – 500 кэВ. Для мониторинга GRB используются специальные инструменты, располагаемые как на поверхности Земли, так устанавливаемые на борту космических аппаратов, работающих на околоземной орбите – специальные рентгеновские телескопы. Различные типы используемых рентгеновских телескопов строятся на различных принципах функционирования и имеют различные функциональные возможности. Для получения более точной и достоверной информации необходимо постоянное совершенствование их конструкций. При этом обеспечение инструментами мониторинга такого явления как излучение послесвечения, характеризующегося мягким диапазоном рентгеновских лучей (0,2-10 кэВ), впервые зафиксированное в 1997 году детектором рентгеновских лучей на борту космического аппарата «BeppoSAX», является относительно новой и наиболее сложной задачей.

Описание объекта исследований и постановка задачи исследований

Послесвечение GRB является особым космическим объектом, для мониторинга которого необходимо создание и использование специального оборудования с особыми возможностями. Основными функциональными техническими характеристиками рентгеновского телескопа для наблюдения послесвечения GRB являются:

- диапазон энергий (0,2-10 кэВ),
- поле зрения,
- фокусное расстояние,
- эффективная площадь,
- угловое разрешение,
- энергетическое разрешение,
- временное разрешение,
- чувствительность.

Из них в качестве наиболее приоритетных можно выделить:

- эффективная площадь,
- поле зрения,
- фокусное расстояние,
- угловое разрешение.

В связи с тенденцией в развитии космической техники последних десятилетий, направленной на использование для космических исследований малых космических аппаратов, к аппаратуре для мониторинга послесвечения GRB также предъявляются требования по минимизации масса-габаритных характеристик и энергопотребления. Прежде всего, именно этот факт делает неприемлемым применение на малых космических аппаратах рентгеновских телескопов на базе традиционно используемой оптической схемы многослойных зеркал Вольтера.

Конструкция рентгеновского телескопа для мониторинга послесвечения GRB, как и рентгеновских телескопов другого назначения, должна состоять из следующих основных составных частей: оптический модуль, камера на основе детектора (ПЗС-матрицы), блок обработки данных, корпусная конструкция и системы охлаждения. Оптическая система является важнейшей частью телескопа.

Учитывая перечисленные выше требования, наиболее оптимальным вариантом построения конструктивного исполнения оптической системы рентгеновского телескопа может являться вариант на базе оптики «Lobster Eye» в геометрии Энджела, предложенной британо-американским астрофизиком Джеймсом Роджером Прайор Энджелом в 1979 году и существенно отличающейся от ранее в 1975 году разработанной в Институте Макса Планка оптической схемы «Lobster Eye» В. Шмидта. Оптика «Lobster Eye» – это один из вариантов скользящей оптики. Отличие оптики «Lobster Eye» в геометрии Энджела состоит в том, что в оптической схеме В. Шмидта используются две группы тонких плоских отражателей, расположенные перпендикулярно друг к другу, а оптика «Lobster Eye» в геометрии Энджела используется одна отражательная пластина с квадратными микроканалами.

Отсюда и различия в схемах отражения и принципах формирования фокуса оптических систем. В геометрии Шмидта рентгеновские лучи отражаются от разных пластин одной группы под разными углами и фокусируются в линию. Лучи, отраженные от двух групп – в две перпендикулярные линии. Максимальная яркость достигается в точке пересечения линий. В геометрии Энджела рентгеновское излучение, попадающее в микроканалы, фокусируется за счёт отражения от их стенок. Фокус представляет собой яркое пятно с более слабым крестом и менее интенсивным диффузным фоном, что позволяет улавливать мягкое рентгеновское излучение от 0,2 кэВ до 10 кэВ, характерное для послесвечения.

Такое решение позволяет создавать небольшие и легкие оптические модули. Однако данная геометрия пока не нашла широкого применения при создании рентгеновского оборудования в силу наличия до настоящего времени ряда конструктивных и технологических сложностей и неопределенностей.

Характеристики рентгеновского телескопа на основе оптики «Lobster Eye» в геометрии Энджела во многом определяются характеристиками непосредственно микроканалов (их геометрией и отражательной способностью) и геометрией массива микроканалов линзы «Lobster Eye».

Целью исследований, результаты которых частично представлены в настоящей статье, являлось выявление взаимозависимости между геометрическими параметрами микроканальных пластин и функциональными возможностями рентгеновского телескопа, а также выявление факторов, ограничивающих технические характеристики оптической системы «Lobster Eye» в геометрии Энджела.

Полученные результаты исследований

В процессе исследований в качестве геометрических параметров линз «Lobster Eye» рассматривались:

– размеры микроканала (размер ширины стенки по внутренней поверхности и его длина);

– радиус сферического основания, предназначенного для установки массива микроканальных пластин.

В качестве основной функциональной возможности рентгеновского телескопа была принята эффективная площадь сбора излучения в фокальной плоскости.

Исследования взаимосвязей между геометрическими параметрами микроканальных пластин и функциональными возможностями рентгеновского телескопа осуществлялись путем математического моделирования.

Для выявления зависимости эффективной площади рентгеновского телескопа от геометрических размеров микроканала, необходимо было, прежде всего, рассмотреть и проанализировать эффективность обнаружения излучения за счет процессов отражения в одном микроканале. Для этого была разработана математическая модель, описывающая процессы отражения в микроканале.

Процессы отражения в микроканале оптической системы «Lobster Eye» в геометрии Энджела можно описать следующим образом.

Луч потока фотонов гамма-излучения, проходя через квадратный микроканал пластины, отражается от ортогональных стенок канала и изменяет направление движения. При этом, в зависимости от того, сколько раз лучи отражаются от стенок канала их можно подразделить на три категории, как показано на рис. 1:

- прямой луч,
- первично отраженный луч,
- вторично отраженный луч.

Прямой луч не участвует не участвует в процессе отражений и проходя через канал направляется прямо в детектор.

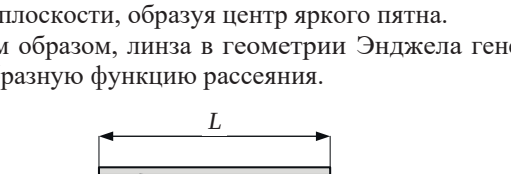
Первично отраженный луч один раз отражается либо от стенки канала, расположенных по координате «*x*», либо от стенки канала, расположенных по координате «*y*».

Вторично отраженный луч может отражаться от стенок канала, расположенных как по координате «*x*» и «*y*».

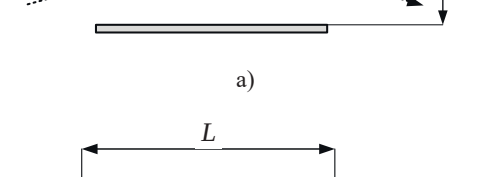
Первично отраженный луч фокусируется на горизонтальной и вертикальной линиях поперечной фокальной плоскости.

Вторично отраженный луч фокусируется на центре фокальной плоскости, образуя центр яркого пятна.

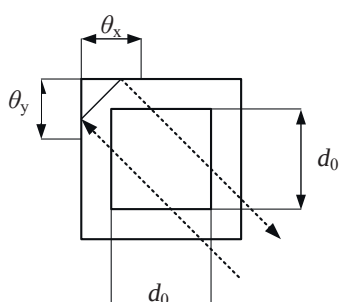
Таким образом, линза в геометрии Энджела генерирует крестообразную функцию рассеяния.



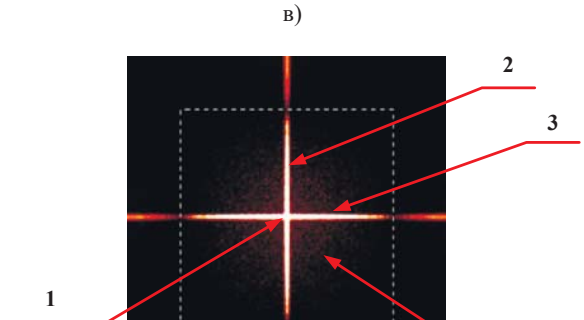
а)



б)



в)



г)

Рис. 1. Схема отражения луча потока фотонов от стенок квадратного микроканала и структура фокусного изображения: а) отражение первично луча от стенки канала, расположенной по координате «*x*»; б) отражение первично луча от стенки канала, расположенной по координате «*y*»; в) отражение вторично луча от стенки канала, расположенных по координатам «*x*» и «*y*»; г) структура фокусного изображения, формируемого различными категориями лучей (1 – вторично отраженный луч; 2 и 3 – первично отраженные лучи; 4 – прямой луч, не участвующий в процессе отражений и формирующий фон)

Исходя из рассмотренного выше принцип работы линзы «Lobster Eye» в геометрии Энджела, можно заключить, что эффективная площадь телескопа будет зависеть от эффективной области, как каждой линзы «Lobster Eye», участвующей в процессе отражения лучей, так и от эффективной области комплекса линз, сформированного на сферическом основании. Эффективная область линзы, в свою очередь, связана с геометрическими параметрами микроканала, что и было представлено в виде математической модели.

При разработке математической модели были введены понятия неких эффективных размеров сторон микроканала, обозначив их d_x и d_y. Они были представлены, как:

$$d_x = \begin{Bmatrix} L\theta_x \\ 2d_0 - L\theta_x \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} при....\theta_x < \dfrac{d_0}{L} \\ при....\theta_x \geq \dfrac{d_0}{L} \end{matrix} \right\rangle \quad (1)$$

$$d_y = \begin{Bmatrix} L\theta_y \\ 2d_0 - L\theta_y \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} при....\theta_x < \dfrac{d_0}{L} \\ при....\theta_x \geq \dfrac{d_0}{L} \end{matrix} \right\rangle \quad (2)$$

где d_x и d_y – ширина сторон микроканала; L – длина микроканала по центральной оси; θ_x и θ_y – угол скольжения.

Далее для определения эффективной площади сбора излучения в фокальной плоскости линзы, прежде всего необходимо было определить условия того, что отраженные лучи попадут и будут отражаться в фокальной плоскости, т.е. вероятность обнаружения излучения в фокальной плоскости.

Это было предложено представить через понятие вероятности:

$$p_x = \frac{d_x}{d_0} \tag{3}$$

$$p_y = \frac{d_y}{d_0} \tag{4}$$

Подставив в выражения (3 и 4) значения d_x и d_y из выражений (1 и 2) и обозначив соотношение $d_0/L=t$, получили:

$$p_x = \begin{Bmatrix} \frac{\theta_x}{t} \\ 2-\frac{\theta_x}{t} \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_x < t \\ \text{при....} t \le \theta_x \le 2t \end{matrix} \right\rangle \tag{5}$$

$$p_y = \begin{Bmatrix} \frac{\theta_y}{t} \\ 2-\frac{\theta_y}{t} \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_y < t \\ \text{при....} t \le \theta_y \le 2t \end{matrix} \right\rangle \tag{6}$$

Это дало возможность для каждой категории отраженных лучей определить вероятность обнаружения лучей в фокальной плоскости при соблюдении определенных условий по соотношению длины сторон (d_0) и осевой длины (L) микроканала:

η_b – для прямых лучей;

η_x и η_y – для первично отраженных лучей;

η_{xy} – для вторично отраженных лучей.

Ниже представлена математическая модель (7-10), описывающая взаимосвязи между вероятностью обнаружения и соотношением ширины сторон (d_0) и осевой длины (L) микроканала.

$$\eta_b = (1-p_x)(1-p_y) \tag{7}$$

когда:

$$\begin{Bmatrix} \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_x}{t} - \frac{\theta_y}{t} + 1 \\ \frac{\theta_x}{t} + \frac{\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - 1 \\ \frac{\theta_x}{t} + \frac{\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - 1 \\ \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_x}{t} - \frac{\theta_y}{t} + 1 \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_x \le t, \theta_y < t \\ \text{при....} \theta_x \le t, t \le \theta_y \le 2t \\ \text{при....} t \le \theta_x \le 2t, \theta_y < t \\ \text{при....} t \le \theta_x \le 2t, t \le \theta_y \le 2t \end{matrix} \right\rangle$$

$$\eta_x = (1-p_x)\,p_y \tag{8}$$

когда:

$$\begin{Bmatrix} \frac{\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \\ \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_x}{t} - \frac{\theta_y}{t} + 2 \\ \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_y}{t} \\ \frac{2\theta_x}{t} + \frac{2\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - 2 \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_x \le t, \theta_y < t \\ \text{при....} \theta_x \le t, t \le \theta_y \le 2t \\ \text{при....} t < \theta_x \le 2t, \theta_y < t \\ \text{при....} t < \theta_x \le 2t, t \le \theta_y \le 2t \end{matrix} \right\rangle$$

$$\eta_y = (1-p_y)\,p_x \tag{9}$$

когда:

$$\begin{Bmatrix} \frac{\theta_x}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \\ \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_x}{t} - \frac{\theta_y}{t} + 2 \\ \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - \frac{\theta_x}{t} \\ \frac{2\theta_x}{t} + \frac{2\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} - 2 \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_y \le t, \theta_x < t \\ \text{при....} \theta_y \le t, t \le \theta_x \le 2t \\ \text{при....} t < \theta_y \le 2t, \theta_x < t \\ \text{при....} t < \theta_x \le 2t, t \le \theta_y \le 2t \end{matrix} \right\rangle$$

$$\eta_{xy} = p_y p_x \tag{10}$$

когда:

$$\begin{Bmatrix} \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \\ \frac{2\theta_x}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \\ \frac{2\theta_y}{t} - \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \\ 4 - \frac{2\theta_x}{t} - \frac{2\theta_y}{t} + \frac{\theta_x\theta_y}{t^2} \end{Bmatrix} \Leftrightarrow \left\langle \begin{matrix} \text{при....} \theta_y \le t, \theta_x < t \\ \text{при....} \theta_y \le t, t \le \theta_x \le 2t \\ \text{при....} t < \theta_y \le 2t, \theta_x < t \\ \text{при....} t < \theta_x \le 2t, t \le \theta_y \le 2t \end{matrix} \right\rangle$$

Как видно из выражений (7-10), для каждой категории отраженных лучей влияние соотношения d_0 и L микроканала вероятность обнаружения имеет свой характер. На рис. 2 представлены расчетные значения полученных зависимостей вероятногсти обнаружения от соотношения осевой длины (L) и длины сторон (d_0) микроканала для всех трех категорий отраженных лучей.

Как видно из графиков, представленных на рис. 2, для вторично отраженного луча, который формирует центральное яркое пятно, максимальная вероятность достигается при соотношении $L/d_0 = 55$. При этом же соотношении L/d_0 вероятность для первично отраженного луча будет несколько падать. Таким образом, можно сделать вывод, что оптимальным является соотношение L/d_0 от 50 до 55.

Учитывая то, что характеристикой телескопа является эффективная площадь (отношение потока, сфокусированного в фокальной плоскости, к падающему потоку на единицу площади), далее необходимо от параметров вероятности перейти именно к этому показателю. Это можно сделать следующим образом.

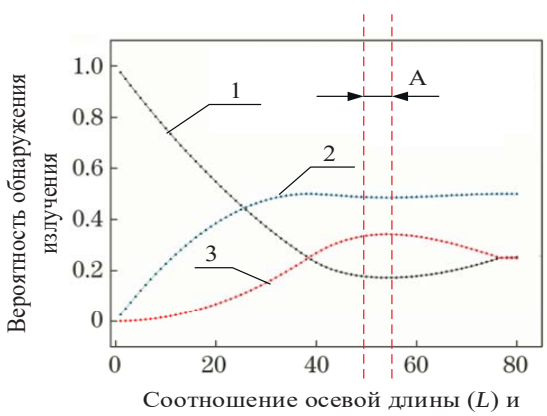


Рис. 2. Расчетная зависимость вероятности обнаружения рентгеновского излучения от соотношения осевой длины (L) и длины сторон (d_0) микроканала: 1 – для прямого излучения; 2 – для первично отраженных лучей; 3 – для вторично отраженных лучей; диапазон «А» - диапазон оптимального соотношения (L/d)

Используя формулу Френеля для коэффициента отражения, для оптики «Lobster Eye» можно записать:

$$K = \frac{(\theta - A)^2 + B^2}{(\theta + A)^2 + B^2} \cdot \left[-\left(\frac{4\pi\sigma \sin\theta}{\lambda}\right)^2 \right] \quad (11)$$

где K – коэффициент отражения луча от стенки микроканала; θ – угол падения луча; σ – шероховатость внутренней стенки; λ – длина рентгеновской волны.

Значения составляющих «A» и «B» в данном случае представляют собой соотношения, учитывающие коэффициенты возможных поглощений (β) и поляризации (δ) и могут быть представлены как:

$$A = \sqrt{\frac{\left\{\left[\theta^2 - (2\delta)^2\right]^2 + (2\beta)^2\right\}^{1/2} + \theta^2 - (2\delta)^2}{2}}, \quad (12)$$

$$B = \sqrt{\frac{\left\{\left[\theta^2 - (2\delta)^2\right]^2 + (2\beta)^2\right\}^{1/2} - \theta^2 + (2\delta)^2}{2}} \quad (13)$$

где β – коэффициент поглощения, δ – коэффициент поляризации.

Коэффициент поляризации в рентгеновской оптике – это дифференциальная характеристика поляризации, которая используется для описания дифракции рентгеновского излучения – отношение коэффициентов отражения в данной точке кривой отражения для двух взаимно-перпендикулярных состояний поляризации рентгеновского пучка.

Поляризационные эффекты в рентгеновском диапазоне связаны с двумя физическими факторами: дифракция рентгеновских лучей и анизотропия рентгеновской восприимчивости атомов в кристаллах (что также приводит к возникновению дополнительных дифракционных рефлексов).

Коэффициенты поглощения (β) и поляризации (δ) определяются как:

$$\delta = \frac{r_e \lambda^2 P_e f_1}{2\pi} = \frac{e^2 \lambda^2 P_e f_1}{2\pi m_e c^2} \quad (14)$$

$$\beta = \frac{r_e \lambda^2 P f_2}{2\pi} = \frac{e^2 \lambda^2 P_e f_2}{2\pi m_e c^2} \quad (15)$$

где r_e – классический радиус электрона; P – атомная плотность материала отражающей поверхности; P_e – число (концентрация) свободных электронов в единице объёма среды; m_e – масса покоя электрона; e – заряд электрона; c – скорость света в вакууме; f_1 и f_2 – атомные коэффициенты рассеяния.

Тогда вероятность обнаружения можно представить с учетом коэффициентов отражения соответствующих сторон микроканала:

$$\eta_{xy}(\theta_x, \theta_y) = p_x \cdot p_y \cdot K(\theta_x) \cdot K(\theta_y) \quad (16)$$

Соответственно, эффективная площадь (A_{eff}) будет определяться выражением:

$$A_{eff} = \int_0^{2(d_0/L)} \int_0^{2(d_0/L)} \eta_{xy}(\theta_x, \theta_y) d\theta_x d\theta_y \quad (17)$$

Кроме оптимального нахождения оптимального соотношения L/d_0 модель, состоящая из выражений (7-10), позволяет при более детальном моделировании процесса отражения определить соотношение лучей первичного и вторичного отражения в микроканале.

Однако рассматривать только один микроканал является недостаточным, так как линза «Lobster Eye» в геометрии Энджела будет состоять из множества микроканалов, количество которых может составлять до (2-2,5)x10^6 единиц при размере одной микроканальной пластины, например, 40 ммх40 мм и ширине микроканала 20 мкм. Кроме этого линзы, представляющие собой микроканальные пластины, в соответствии с конструкцией оптической системы должны быть смонтированы на сферическом основании, образуя сферический оптический массив. Поэтому далее необходимо рассмотреть принцип функционирования и проанализировать параметры оптического массива «Lobster Eye» в геометрии Энджела.

Оптический массив «Lobster Eye» в геометрии Энджела, состоящий из множества микроканалов, формируется так, что оси всех микроканалов направлены к одному центру сферы радиусом R. На рис. 3 схематически показано как рентгеновское излучение от разных положений источников на небе, проходя через микроканальные пластины, расположенные на сферическом основании с определенным радиусом R, последовательно отражаясь от стенок микроканалов, концентрируются фокусируясь в разных местах фокальной поверхности радиусом $R/2$. Картина формирования фокуса массива, получаемого за счет отраженных лучей, будет формироваться также, как было рассмотрено ранее – в зависимости от категории этих лучей.

Тогда геометрическое угловое разрешение оптической системы $\Delta\theta_g$ можно оценить, как отношение размера канала d к фокусному расстоянию F (F=R/2):

$$\Delta\theta_g = \frac{2d}{R} \quad (18)$$

Поле зрения оптической системы (FoV) с (N×N) каналами будет определяться диапазоном углов, который формируется всеми каналами.

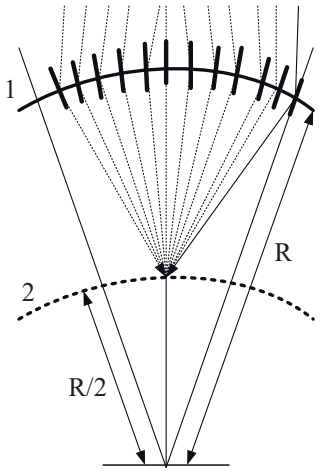


Рис. 3. Схема оптической системы «Lobster Eye» в геометрии Энджела: 1 – рентгеновские зеркальные ячейки, установленные на изогнутой сферической поверхности с радиусом R; 2 – фокальная поверхность на фокусном расстоянии R/2

В этом случае поле зрения можно представить, как:

$$FoV \approx N \cdot \left(2d / R\right) = N \cdot \Delta\theta_g \tag{19}$$

Как видно размер поля зрения зависит только от угловых размеров сферической оптики и от детектора, который в рамках настоящих исследований не рассматривался и его характеристики не учитывались. Однако, надо иметь в виду, что размерность детектора может существенно ограничивать поле зрения оптической системы.

Если пучок лучей падает на линзу массива «Lobster Eye» в геометрии Энджела, то апертура – размер (диаметр) оптического компонента системы, будет ограничена квадратом со стороной, равной $2R\theta_c$, где θ_c – критический угол скользящего отражения.

В этом случае самая большая достижимая эффективная площадь будет равна:

$$A_{\text{eff}}^{\max} = 4\left(R\theta_c\right)^2 \tag{20}$$

Для рентгеновского излучения критический угол скользящего отражения составляет:

$$\Delta\theta_C \approx E^{-1}\rho^{1/2} \tag{21}$$

где E – энергия фотона излучения (кэВ), ρ – плотность материала отражающей поверхности (г/см^3).

Критический угол скользящего отражения (критический угол полного внешнего отражения) в рентгеновском телескопе – это угол скольжения, ниже которого возникает полное внешнее отражение рентгеновского излучения от границы «вакуум/зеркало». При этом в рентгеновском диапазоне оптически менее плотной средой является не вакуум, а материал отражающей поверхности.

Именно исходя из условий выражения (21) для изготовления микроканальных пластин рекомендуется использовать материал, обладающий высокой плотностью, или наносить на отражающие поверхности микроканалов покрытия из материала с высокой плотностью.

Критический угол скользящего отражения влияет на качество изображения, так как определяет минимальный размер пятна, на которое могут быть сфокусированы рентгеновские лучи**.** Если не учитывать критический угол, то размер сфокусированного пятна будет ограничен, что приведёт к размытости изображения.

Критический угол для рентгеновского излучения можно рассчитать с использованием закона Снеллиуса, описывающего преломление луча на границе раздела двух сред, при переходе из вакуума в вещество отражающей поверхности. Закон Снеллиуса справедлив и при скользящем падении рентгеновского излучения. При очень малых углах скольжения значения преломлённого луча оказываются мнимыми, то есть излучение не входит в среду, а полностью отражается. Это явление называется полным внешним отражением.

Известно, что для длины волны рентгеновского излучения в районе ≈ 0,1 нм (≈ 10 кэВ) величина критического угла скользящего отражения составляет ≈ (0,2°–0,6°).

Чтобы получить максимально эффективное поле зрения, требуется, чтобы значение критическиго угла скользящего отражения θ_c удовлетворяло условию:

$$\theta_c \approx \left(\frac{180}{\pi}\right)\left(2^{3/2}+1\right)\frac{d}{L} \tag{22}$$

Таким образом, видно, что эффективная площадь кроме плотности и шероховатости отражающей поверхности, будет изменяться и в зависимости от энергетического показателя самого гамма-излучения.

Из выражений (18-22) можно сделать вывод об основных зависимостях между геометрическими параметрами микроканальных пластин и функциональными характеристиками рентгеновского телескопа.

Поле зрения оптической системы зависит от количества каналов в оптическом массиве (N) и соотношения между шириной отражающей поверхности (стенки) микроканала (d) и радиусом сферической поверхности оптического массива (R). Поле зрения оптической системы можно увеличить за счет увеличения количества микроканалов в массиве или увеличивая ширину микроканалов (d).

Эффективная площадь оптической системы зависит от радиуса сферической поверхности оптического массива и соотношения между шириной отражающей поверхности (стенки) микроканала (d) и длиной микроканала (L). Эффективную площадь оптической системы можно увеличить, если увеличить радиуса сферической поверхности оптического массива (R), или увеличив ширину отражающей поверхности (стенки) микроканала (d), или уменьшить длину микроканала (L), то есть толщину микроканальной пластины.

Угловое разрешение оптической системы взаимосвязано и зависит от радиуса сферической поверхности оптического массива (R), фокусного расстояния (F) и шириной отражающей поверхности (стенки) микроканала (d). Увеличение ширины микроканала (d) увеличивает геометрический угол разрешения ($\Delta\theta_g$). Увеличение радиуса отражающей поверхности оптического массива (R) позволяет увеличить фокусное расстояние (F), но при этом геометрический угол разрешения ($\Delta\theta_g$) будет уменьшаться.

Таким образом, анализ параметрических взаимосвязей позволил выявит определенные противоречия – улучшая одну характеристику, мы можем неизбежно снизить другую характеристику. Противоречия, требующие разрешения при

оптимизации геометрических параметров оптической системы «Lobster Eye», представлены в таблице 1.

Таблица 1

Противоречия, требующие разрешения при оптимизации геометрических параметров оптической системы «Lobster Eye»

Характеристика оптической системы «Lobster Eye»	Изменение геометрического параметра, направленное на увеличение характеристики системы
Поле зрения	$N\uparrow$; $d\uparrow$; $R\downarrow$; $d/L\uparrow$
Эффективная площадь	$R\uparrow$; $d\uparrow$; $L\downarrow$; $\rho\uparrow$; $\lambda\updownarrow$
Угловое разрешение	$R\downarrow$; $d\uparrow$

Поэтому при проектировании рентгеновской оптики «Lobster Eye» в геометрии Энджела с квадратными микроканалами, как и других оптических систем, необходимо вводить и учитывать определенные ограничения, несмотря на то что они могут ограничивать и характеристики самой этой оптики. Одним из таких ограничений является, как было показано ранее, является соотношение $L/d \approx$ (50-55) или $d/L \approx$ (0,018-0,020). Таким образом, для улучшения функциональных характеристик оптической системы варьировать геометрическими параметрами микроканалов мы можем в весьма ограниченном диапазоне.

Кроме этого, при выявлении указанных выше зависимостей принимался во внимание параметр углового разрешения оптической системы как номинальное угловое разрешение исходя из геометрии построения системы и ее оптического массива – параметр геометрического углового разрешения ($\Delta\theta_g$). Однако фактическое угловое разрешение будут отличаться и другие взаимосвязанные с ним параметрические характеристики под влиянием различных факторов, прежде всего, от возможных и неизбежных отклонений от идеальной геометрии оптической системы.

Отклонения от идеальной геометрии оптической системы приведут к отклонениям отражаемых и фокусируемых лучей от идеального направления, что, в свою очередь, приведет к искажению изображения (аберрации), получаемого в фокальной плоскости.

В случае микроканальной оптической системы «Lobster Eye» в геометрии Энджела можно выявить три основных вида аберраций:

– геометрическая ($\Delta\theta_G$),
– сф рическая ($\Delta\theta_S$),
– ди ракционная ($\Delta\theta_D$).

Все три аберрации можно представить в виде угловых отклонений, измеряемых в угловых секундах.

Причиной сферической аберрации может являться искажение формы микроканального массива, например, при в следствии механических напряжений при закреплении микроканальных пластин на основании или термических напряжений в процессе эксплуатации.

Причиной геометрической аберрации могут являться отклонения размеров микроканалов, например, отклонения, возникающие непосредственно в процессе производства микроканальных пластин.

Из выражений (18-22) можно представить геометрическую ($\Delta\theta_G$) и сферическую ($\Delta\theta_S$) аберрации как:

$$\Delta\theta_G = \frac{d}{F}, \tag{23}$$

$$\Delta\theta_S = 4\sqrt{2}\left(\frac{d}{L}\right)^3 \tag{24}$$

Дифракционная аберрация ($\Delta\theta_D$) может возникать в следствие наличия шероховатости на отражающих поверхностях микроканалов. Микронеровности поверхности образуют микрорельеф, на котором может и происходить дифракция излучения. Уровень проявления дифракции зависит от соотношения размеров препятствий с длиной волны излучения. Наиболее дифракция проявляется, когда размер препятствий (в данном случае шероховатость) соизмерим с длиной волны. Если размер препятствия значительно меньше длины волны, то взаимодействие излучения с ним не происходит. Дифракционную аберрацию можно представить, как:

$$\Delta\theta_D = \frac{2\lambda}{d} \tag{25}$$

где λ – длина волны (нм).

Гамма-излучение – это коротковолновое электромагнитное излучение. Значение длины волны зависит от энергии излучения. Для излучения 1кэВ длина волны $\lambda\leq$1,0 нм, для излучения 10 кэВ длина волны $\lambda\leq$0,1 нм, в области от 1 кэВ до100 кэВ длина волны гамма-излучения составляет от 1 нм до 0,01 нм. Таким образом, можно предположить, что шероховатость отражающих поверхностей микроканалов не должна превышать 1,0 нм.

Если принять, что отношение $L/d \approx$50, то сферическая аберрация будет составлять $\Delta\theta_S$=9″.

Если принять, что $\Delta\theta_S$ отсутствует и учитывая, что $d = (2\lambda F)^{1/2}$, можно предположить, что максимального углового разрешения можно достигнуть, если размеры микроканалов выбраны так, что

$$\Delta\theta_G = \Delta\theta_D = \left(\frac{2\lambda}{F}\right)^{1/2} \tag{26}$$

Исходя из того, что оптимальное соотношение $L/d \approx$50, для сбора излучения с энергией фотонов 1 кэВ (λ=1,0 нм) номинальное фокусное расстояние должно составлять 1 м.

Тогда при энергии излучения 1 кэВ (λ=1,0 нм) и фокусном расстоянии системы F=1м получим, что $\Delta\theta_D = \Delta\theta_G$=10″.

Если сферическая аберрация будет присутствовать, то необходимо объединить все три аберрации следующим образом:

$$\Delta\theta_i = (\Delta\theta_G{}^2 + \Delta\theta_D{}^2 + \Delta\theta_S{}^2)^{1/2} \tag{27}$$

Тогда при F=1 м и энергии излучения 1 кэВ получим, что $\Delta\theta_i$=17″.

Пользуясь уравнениями (23-27) можно определить, как будут изменяться аберрации при изменении фокусного расстояния или энергии гамма-излучения. Например, ориентировочный расчет показал, что если фокусное расстояние (F) сократить от 1 м до 0,3 м, то $\Delta\theta_D = \Delta\theta_G$ возрастают до 19″, а $\Delta\theta_i$ возрастает до $\Delta\theta_i$=28″

Заключение

Результаты проведенных исследований, которые частично были представлены в настоящей статье, показали, что использование оптики типа «Lobster Eye» в геометрии Энджела является весьма перспективным направлением при создании бортовых приборных комплексов для космического наблюдения за явлениями GRB.

Кроме этого, благодаря ряду своих преимуществ, оптические структуры «Lobster Eye» в геометрии Энджела могут найти свое применение при создании других видов приборного оптического оборудования не только космического, но и наземного назначения.

Проведенные исследования позволили установить основные закономерности влияния геометрических параметров микроканальных пластин на выходные функциональные параметры оптических систем на базе оптики типа «Lobster Eye» в геометрии Энджела, выявить ограничения, которые необходимо учитывать в процессе проектирования, а также противоречия, которые необходимо компенсировать путем решения задач оптимизации.

Полученные результаты могут служить в качестве научно-технического задела для дальнейшего развития данного перспективного направления, которое безусловно требует продолжения теоретических и экспериментальных исследований в части методологического обеспечения как проектно-конструкторских, так и технологических разработок по созданию оптических систем с применением оптики «Lobster Eye» в геометрии Энджела.

Литература

1. *Gotza D., Osborneb J., Cordiera B., Paula J. et al.* The Microchannel X-ray Telescope for the Gamma-Ray Burst mission SVOM. [Электронный ресурс]. URL: https://www.researchgate.net/publication/263811689 (дата обращения 11.12.2025).
2. *Ouyang M., Fu Y., Zhou J., He W., Yang L., Han Y., Wang C.* Comprehensive understanding of the focal property of lobster-eye optics // Applied optics. 2020. Vol. 14(59). P. 4263-4270.
3. *Barbour S., Erwin A.* Comparison of focal properties of square-channel and meridional lobster-eye lenses // Journal of the Optical Society of America A. 2014. Vol. 12(31). P. 2584-2592.
4. *Лидер В.В.* Фокусирующая оптика скользящего падения для рентгеновских телескопов // Приборы и техника эксперимента. 2022. № 2. С. 8-36.
5. *Кожевников В., Конунникова О., Гончаров О.* Формирование состава рабочих поверхностей каналов микроканальных пластин, изготовленных с использованием стекловолоконных технологий // Химическая физика и мезоскопия. 2008. №3(10). С. 370-375.
6. *Chapman H., Nugent K. and Wilkins S.* X-ray focusing using square channel-capillary arrays// Review of scientific instruments. 1991. Vol. 62(6). P. 1542-1561.
7. *Fraser G. W., Lees J. E., Pearson J. F., Sims M. R., Roxburgh K.* X-ray focusing using microchannel plates. [Multilayer and Grazing Incidence X-Ray/EUV Optics] // Hoover, R. B., ed., Society of Photo Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference. Jan. 1992. Series 1546. P. 41-52.
8. *Gotz D., Adami C., Basa S., Beckmann V., Burwitz V. et al.* Microchannel x-ray telescope on board the svom satellite. ArXiv e-prints. 2015.
9. *Barcons X. et al.* Athena: the X-ray observatory to study the hot and energetic Universe // Journal of Physics: Conference. 2015. Series 610.
10. Официальный сайт космической миссии «SVOM». [Электронный ресурс]. URL: https://www.svom.eu/ (дата обращения 15.10.2025).

INFLUENCE OF THE GEOMETRY OF MICROCHANNEL PLATES OPTICAL SYSTEM ON THE FUNCTIONAL CAPABILITIES X-RAY TELESCOPE FOR SPACE MONITORING OF THE AFTERGLOW OF GAMMA-RAY BURSTS

Alexander R. Bestugin, *St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia,* ***fresguap@mail.ru***
Olga P. Kurkova, *St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia,* ***aljaskaolga@mail.ru***

Abstract
The feasibility and potential of using the Lobster Eye optics in Angel geometry in the development of an onboard X-ray telescope for observing cosmic phenomena using the afterglow of gamma-ray bursts are substantiated. The following are presented: a mathematical model of the probability of detecting X-ray radiation depending on the geometric parameters of the Lobster Eye optics microchannel in Angel geometry; the results of theoretical studies in the form of identified main patterns of the influence of the geometric parameters of the Lobster Eye optics on the functional characteristics of the X-ray telescope; limitations that must be taken into account, as well as contradictions that must be compensated for by solving optimization problems in the process of creating an X-ray telescope, are shown and substantiated, as well as the results of an analysis of the influence of possible deviations from the ideal geometry of the optical system on image distortion (aberrations) obtained in the focal plane of the X-ray telescope. The obtained results can serve as a scientific and technical reserve for the further development of the scientific direction proposed for consideration in this article.

Keywords: *Cosmic radiation from gamma-ray bursts, gamma-ray burst afterglow, X-ray telescope, radiation detection probability, effective area, field of view, focal length, Lobster Eye optics, microchannel plate.*

References

[1] D. Gotza, J. Osborneb, B. Cordiera, J. Paula et al. The Microchannel X-ray Telescope for the Gamma-Ray Burst mission SVOM. Available at: URL: https://www.researchgate.net/publication/263811689 (accessed 11.12.2025).
[2] M. Ouyang, Y. Fu, J. Zhou, W. He, L. Yang, Y. Han, C. Wang, "Comprehensive understanding of the focal property of lobster-eye optics," *Applied optics*, 2020, vol. 14(59), pp. 4263-4270.
[3] S. Barbour, A. Erwin, "Comparison of focal properties of square-channel and meridional lobster-eye lenses," *Journal of the Optical Society of America A*," 2014, vol. 12(31), pp. 2584-2592.
[4] V.V. Lider, "Grazing-incidence focusing optics for X-ray telescopes," *Experimental instruments and technology*, 2022, no. 2, pp. 8-36.
[5] V. Kozhevnikov, O. Konunnikova, O. Goncharov, "Formation of the composition of the working surfaces of microchannel plates manufactured using fiberglass technologies," *Chemical Physics and Mesoscopy*, 2008, no. 3(10), pp. 370-375.
[6] H. Chapman, K. Nugent, S. Wilkins, "X-ray focusing using square channel-capillary arrays," *Review of scientific instruments*, 1991, vol. 62(6), pp1542-1561.
[7] G.W. Fraser, J.E. Lees, J.F. Pearson, M.R. Sims, K. Roxburgh, "X-ray focusing using microchannel plates. Multilayer and Grazing Incidence X-Ray/EUV Optics," *Hoover, R.B., Society of Photo Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference*, Jan. 1992, Series 1546, pp. 41-52.
[8] D. Gotz, C. Adami, S. Basa, V. Beckmann, V. Burwitz et al., "Microchannel x-ray telescope on board the svom satellite," ArXiv e-prints , 2015.
[9] X. Barcons et al., "Athena: the X-ray observatory to study the hot and energetic Universe," *Journal of Physics: Conference*, 2015, Series 610.
[10] Official website of the SVOM space mission. Available at: URL: https://www.svom.eu/ (accessed 15.10.2025).

Information about authors:
Alexander R. Bestugin, *holder of an Advanced Doctorate in Engineering Sciences, Professor of the Department of Design and Technology of Electronic and Laser Facilities, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia*
Olga P. Kurkova, *holder of an Advanced Doctorate in Engineering Sciences, Professor of the Department of Design and Technology of Electronic and Laser Facilities, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia*

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ЧАСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПИЛООБРАЗНЫХ СИГНАЛОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-34-42

Шевгунов Тимофей Яковлевич,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Москва, Россия,
shevgunov@gmail.com

Ефимов Евгений Николаевич,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Москва, Россия,
omegatype@gmail.com

Гущина Оксана Александровна,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Москва, Россия,
guschinaoksana@gmail.com

Вавилова Жанна Александровна,
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Москва, Россия,
zhanke@bk.ru

Manuscript received 27 July 2026;
Accepted 30 September 2026

Статья подготовлена при финансовой поддержке Российского научного фонда № 25-21-00281, https://rscf.ru/project/25-21-00281/ "Развитие теории и методов обработки нестационарных случайных процессов на основе частно-временного анализа"

Ключевые слова: *циклостационарность, частно-временной анализ, распределение время-значение, переменная индикаторная функция, пилообразный сигнал, треугольный сигнал, широтно-импульсная модуляция*

Работа продолжает развитие частно-временного (fraction-of-time) подхода к описанию статистических свойств сигналов по их единственной реализации без привлечения гипотезы эргодичности. Ранее для гармонического сигнала были получены явные выражения коэффициентов рядов Фурье распределения "время-значение" (РВЗ) и переменной индикаторной функции (ПИФ). В настоящей статье аналогичная задача решена для однопараметрического семейства периодических пилообразных сигналов с конечной длительностью обратного хода, включающего в качестве частных случаев пилообразный сигнал с мгновенным обратным ходом и симметричный треугольный сигнал. Параметром семейства служит доля периода, приходящаяся на прямой ход. Получены явные выражения компонент РВЗ и ПИФ как функций пороговой переменной. Показано, что частно-временная плотность всех сигналов семейства равномерна и не зависит от параметра, тогда как форма сигнала определяется компонентами на ненулевых циклических частотах. Установлено, что модули компонент ПИФ инвариантны к параметру семейства, который входит только в их фазовые множители. Компоненты РВЗ интерпретированы как результат интерференции вкладов прямого и обратного хода; для пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом мажорантное неравенство, связывающее нестационарные компоненты со стационарной, обращается в равенство. Предельный переход по параметру семейства обосновывает правило учёта точки разрыва сигнала в явной форме частно-временной плотности вероятности. Корректность полученных выражений подтверждена сравнением с результатами прямого численного усреднения по периоду сигнала. Проведено сопоставление с результатами для гармонического сигнала и дана интерпретация ПИФ как сигнала широтно-импульсной модуляции, формируемого компаратором.

Информация об авторах:
Шевгунов Тимофей Яковлевич, *к.т.н., доцент кафедры "Теоретическая радиотехника" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия, ORCID: 0000-0003-1444-983X*
Ефимов Евгений Николаевич, *к.т.н., ведущий инженер НПЦ РИМ Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия, ORCID: 0000-0001-5975-6513*
Гущина Оксана Александровна, *инженер НПЦ РИМ Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия, ORCID: 0000-0002-6349-332X*
Вавилова Жанна Александровна, *к.т.н., доцент кафедры "Теоретическая радиотехника" Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия, ORCID: 0000-0003-0958-421X*

Для цитирования:
Шевгунов Т. Я., Ефимов Е. Н., Гущина О. А., Вавилова Ж. А. Аналитические выражения частно-временных характеристик пилообразных сигналов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 34-42.

For citation:
T. Ya. Shevgunov, E. N. Efimov, O. A. Guschina, Zh. A. Vavilova, "Analytical expressions of fraction-of-time characteristics of sawtooth waveforms," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.10, pp. 34-42. (*in Russian*)

Введение

Частно-временной (fraction-of-time, FOT) подход к анализу сигналов позволяет вводить вероятностные характеристики, такие как функция распределения и плотность, по единственной наблюдаемой реализации, не опираясь на ансамбль реализаций и не требуя выполнения условий стационарности и эргодичности [1-3]. Понятие относительной меры, лежащее в строгом математическом основании этого подхода, было формализовано в работе [4], а современное состояние направления и его отличия от классического вероятностного описания обсуждаются в работах [5, 6]. Особый интерес частно-временной подход представляет для анализа циклостационарных сигналов, статистические свойства которых изменяются во времени периодически или почти-периодически [1, 3].

В работе [7] было получено представление сингулярной функции, лежащей в основе частно-временной плотности (ЧВП), в форме явной функции двух переменных: текущего времени и порога. Это позволило перейти от формальной записи к явному интегрированию и получить для гармонического сигнала аналитические выражения коэффициентов рядов Фурье двух нестационарных характеристик: распределения «время-значение» (РВЗ) и переменной индикаторной функции (ПИФ). Компоненты РВЗ гармонического сигнала оказались выражены через полиномы Чебышёва первого рода, а компоненты ПИФ через тригонометрические функции арккосинуса порога. На основе того же аппарата разработан метод оценивания ЧВП по отсчётам цифрового сигнала с использованием кусочно-линейной интерполяции [8, 9], а также методы обнаружения характерных циклических частот [10].

Гармонический сигнал является естественным первым примером, однако он обладает рядом особенностей, которые затрудняют разделение общих свойств компонент РВЗ и ПИФ и свойств, присущих именно этому сигналу. В частности, производная гармонического сигнала естественно обращается в нуль в точках его экстремумов, что приводит к неограниченному возрастанию ЧВП на краях её носителя. Поэтому представляет интерес рассмотреть сигналы иной формы, для которых пороговое уравнение решается столь же просто, но производная сигнала не обращается в нуль. При этом важно отметить, что присутствие в сигналах скачков (разрывов первого рода) и изломов (нарушения непрерывности производной) не препятствует применению явной формы ЧВП, хотя точки разрыва требуют отдельного исследования.

В качестве таких сигналов в настоящей статье выбраны периодические пилообразные сигналы, широко используемые в радиотехнике. Генераторы линейно изменяющегося напряжения применяются в системах развёртки индикаторных устройств, в аналого-цифровых преобразователях с линейно нарастающим опорным напряжением и в модуляторах широтно-импульсной модуляции (ШИМ), где пилообразный или треугольный опорный сигнал сравнивается компаратором с модулирующим напряжением [11]. Спектральный состав пилообразных и треугольных сигналов детально описан, например, в [12]. Пилообразный и симметричный треугольный законы используются также для изменения мгновенной частоты в радиолокационных системах с непрерывным излучением и линейной частотной модуляцией; частно-временное описание сигналов с линейной частотной модуляцией рассматривалось, например, в [13].

Частно-временное описание сигналов на основе РВЗ систематизировано авторами в [14], аналитические выражения частно-временных характеристик получены также для циклостационарного сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией [15], а результаты для гармонического сигнала развиты в [16]. Частно-временной подход дополняет развиваемые авторами методы моделирования циклостационарных процессов [17] и оценивания их спектральных корреляционных функций [18, 19]. Кроме того, авторами рассмотрены несимметричные формы переменной во времени автокорреляционной функции циклостационарных процессов [20], применение двумерного преобразования Фурье для оценки спектральной корреляционной функции [21], циклостационарный подход к анализу мощности в электрических цепях при периодических воздействиях [22] и обнаружение сигналов по их циклическим признакам [23].

Целью настоящей работы является получение явных аналитических выражений для компонент рядов Фурье РВЗ и ПИФ однопараметрического семейства пилообразных сигналов с конечной длительностью обратного хода, проверка этих выражений, их интерпретация и сопоставление с результатами, полученными ранее для гармонического сигнала [7]. Семейство включает два сигнала, анализируемые в качестве примеров, представляющих отдельный исследовательский интерес: пилообразный сигнал с мгновенным обратным ходом, содержащий разрыв, и симметричный треугольный сигнал, имеющий изломы. Это позволяет в рамках единого описания проследить, как особенности формы сигнала проявляются в его частно-временных характеристиках.

1 Основные соотношения частно-временного описания

Рассмотрим вещественный сигнал $x(t)$, наблюдаемый на конечном интервале $[0, T)$. Его частно-временное распределение (ЧВР) и частно-временная плотность задаются выражениями [7]:

$$F_{x|[0,T)}(\xi) = \frac{1}{T}\int_0^T u\left(\xi - x(t)\right)dt\,, \tag{1}$$

$$f_{x|[0,T)}(\xi) = \frac{dF_{x|[0,T)}(\xi)}{d\xi} = \frac{1}{T}\int_0^T \delta\left(\xi - x(t)\right)dt\,, \tag{2}$$

где $u(\bullet)$ обозначает функцию Хевисайда, $\delta(\bullet)$ – дельта-функцию Дирака, ξ – пороговую переменную, с которой сравниваются значения сигнала.

Подынтегральное выражение в (2) является дельта-функцией сложного аргумента. В работе [7] показано, что на интервале наблюдения она может быть эквивалентно представлена в явном виде:

$$\delta_{[0,T)}\left(\xi - x(t)\right) = \sum_m \frac{\delta\left(t - t_{m|[0,T)}(\xi)\right)}{\left|x'\left(t_{m|[0,T)}(\xi)\right)\right|} + \\ + \sum_l I\left[t \in Ru_{x|[0,T)}\left(x_{l|[0,T)}\right)\right]\delta\left(\xi - x_{l|[0,T)}\right), \tag{3}$$

где $t_{m|[0,T)}$ обозначает m-й изолированный корень порогового уравнения $x(t) = \xi$ на интервале $[0, T)$, $x'(t)$ – производную сигнала, а вторая сумма описывает горизонтальные участки сигнала ненулевой протяжённости, на которых сигнал $x(t)$

принимает постоянные значения $x_{l|[0,\,T)}$. Рассматриваемые в настоящей работе сигналы горизонтальных участков не содержат, поэтому вторая сумма в (3) далее не используется.

Нестационарные свойства сигнала описываются переменной индикаторной функцией (ПИФ) и распределением «время-значение» (РВЗ):

$$\mathcal{I}_x(t,\xi) = u\big(\xi - x(t)\big), \tag{4}$$

$$TVD_x(t,\xi) = \frac{\partial \mathcal{I}_x(t,\xi)}{\partial \xi} = \delta\big(\xi - x(t)\big). \tag{5}$$

Для периодического сигнала с периодом $T_x = 1/\nu_x$ обе функции при фиксированном пороге ξ периодичны по t и допускают разложение в ряд Фурье:

$$TVD_x(t,\xi) = \sum_{k\in\mathbb{Z}} f_x^k(\xi) e^{j2\pi k\nu_x t}, \tag{6}$$

$$\mathcal{I}_x(t,\xi) = \sum_{k\in\mathbb{Z}} F_x^k(\xi) e^{j2\pi k\nu_x t}, \tag{7}$$

где компоненты определяются усреднением по периоду:

$$f_x^k(\xi) = \frac{1}{T_x}\int_0^{T_x} TVD_x(t,\xi) e^{-j2\pi k\nu_x t} dt, \tag{8а}$$

$$F_x^k(\xi) = \frac{1}{T_x}\int_0^{T_x} \mathcal{I}_x(t,\xi) e^{-j2\pi k\nu_x t} dt \tag{8б}$$

и связаны соотношением

$$F_x^k(\xi) = \int_{-\infty}^{\xi} f_x^k(\gamma) d\gamma. \tag{9}$$

Компоненты с номером $k = 0$ являются стационарными: $f_x^0(\xi)$ совпадает с ЧВП сигнала (2), а $F_x^0(\xi)$ с его ЧВР (1). Компоненты с $k \neq 0$ описывают периодическое изменение частно-временных характеристик во времени.

Подстановка первой суммы из (3) в (5) и далее в (8) позволяет выполнить интегрирование по времени в явном виде и получить выражение для компонент РВЗ:

$$f_x^k(\xi) = \frac{1}{T_x}\sum_m \frac{\exp\big(-j2\pi k\nu_x t_m(\xi)\big)}{\big|x'\big(t_m(\xi)\big)\big|}, \tag{10}$$

где суммирование выполняется по не более чем счётному множеству лежащих в пределах периода $[0, T_x)$ простых корней $t_m(\xi)$ порогового уравнения, то есть корней, в которых производная $x'(t)$ существует и отлична от нуля. Если в некоторой точке сигнал имеет разрыв, производная в классическом смысле в ней не существует, и величина $1/|x'(t_m)|$ требует отдельного истолкования [7]. В разделе 3 будет показано, что для разрыва естественным является нулевое значение этой величины; этот вывод обоснован предельным переходом.

При сдвиге сигнала во времени $y(t) = x(t-\tau)$ компоненты получают фазовый множитель:

$$f_y^k(\xi) = f_x^k(\xi) e^{-j2\pi k\nu_x \tau}, \quad F_y^k(\xi) = F_x^k(\xi) e^{-j2\pi k\nu_x \tau}, \tag{11}$$

а стационарные компоненты (1) и (2) при этом не изменяются.

Для сравнения приведём результаты [7] для гармонического сигнала $x(t) = A_x\cos(2\pi\nu_x t)$ с началом отсчёта времени в точке максимума. Компоненты его ПИФ и РВЗ записываются через нормированные функции нормированной пороговой переменной $\psi = \xi/A_x$:

$$f_x^k(\xi) = \frac{1}{A_x} f_{\cos}^k\left(\frac{\xi}{A_x}\right), \quad f_{\cos}^k(\psi) = \frac{T_k(\psi)}{\pi\sqrt{1-\psi^2}}\,\mathrm{rect}\left(\frac{\psi}{2}\right), \tag{12}$$

$$F_x^k(\xi) = F_{\cos}^k\left(\frac{\xi}{A_x}\right), \tag{13а}$$

$$F_{\cos}^k(\psi) = \begin{cases} \left[1 - \dfrac{1}{\pi}\arccos(\psi)\right]\mathrm{rect}\big(\psi/2\big) + u(\psi - 1), & k = 0, \\ -\dfrac{1}{\pi k}\sin\big(k\arccos(\psi)\big)\,\mathrm{rect}\big(\psi/2\big), & |k| \geq 1, \end{cases} \tag{13б}$$

где $T_k(\psi)$ обозначает полином Чебышёва первого рода k-го порядка [24].

2 Формирование частно-временных характеристик пилообразного сигнала

Рассмотрим периодический сигнал с периодом T_x, который на каждом периоде линейно возрастает от минимального значения $-A_x$ до максимального A_x (прямой ход), а затем линейно убывает до $-A_x$ (обратный ход). Совместим нулевой момент времени с точкой минимума и обозначим через $\beta \in (0,1]$ долю периода, приходящуюся на прямой ход. На интервале $[0, T_x)$ сигнал задаётся выражением

$$x(t) = \begin{cases} -A_x + \dfrac{2A_x}{\beta T_x} t, & 0 \leq t < \beta T_x; \\ A_x - \dfrac{2A_x}{(1-\beta)T_x}(t - \beta T_x), & \beta T_x \leq t < T_x, \end{cases} \tag{14}$$

и продолжается периодически: $x(t + T_x) = x(t)$. При $\beta = 1$ вторая строка в (14) отсутствует, и сигнал представляет собой пилообразный сигнал с мгновенным обратным ходом, имеющий разрыв в точках $t = nT_x,\ n \in \mathbb{Z}$.

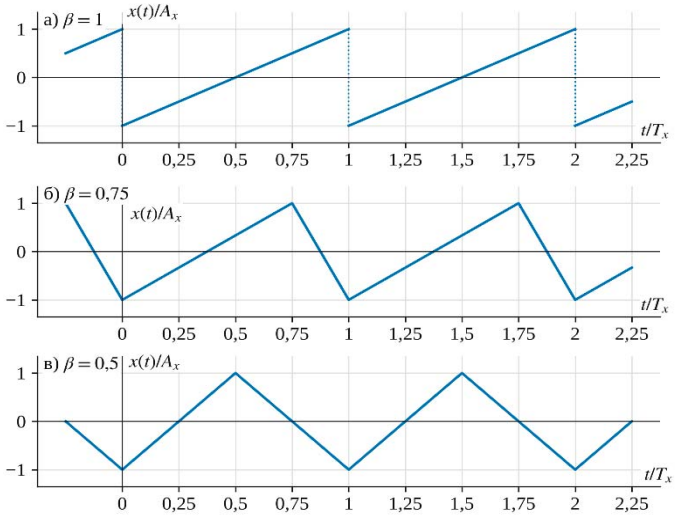


Рис. 1. Пилообразные сигналы с различной долей прямого хода: а) β = 1; б) β = 0,75; в) β = 0,5

При $\beta = 1/2$ сигнал является симметричным треугольным, а при промежуточных значениях β несимметричным треугольным, или пилообразным с конечной длительностью обратного хода. Значения $\beta \in (0,1/2)$ соответствуют сигналам с быстрым нарастанием и медленным спадом; как будет показано в разделе 3, их компоненты выражаются через компоненты сигналов с $\beta \in (1/2,1)$. Временные диаграммы сигнала (14) для трёх значений β представлены на рисунке 1.

2.1 Компоненты распределения "время-значение"

Как и для гармонического сигнала, введём нормированную пороговую переменную $\psi=\xi/A_x$, а также величину

$$D(\psi) = 0,5(1+\psi), \ |\psi|\le 1, \qquad (15)$$

которая имеет смысл доли периода, в течение которой значения сигнала не превышают порога.

Для $|\psi| > 1$ пороговое уравнение $x(t) = \xi$ корней не имеет, поэтому все компоненты РВЗ равны нулю, и носитель компонент по переменной ψ ограничен отрезком $[-1, 1]$. Для $|\psi| < 1$ и $0 < \beta < 1$ на периоде $[0, T_x)$ существуют ровно два корня: один на прямом ходе, другой – на обратном:

$$t_1(\xi) = \beta T_x D(\psi), \qquad t_2(\xi) = T_x\left[1-(1-\beta)D(\psi)\right]. \qquad (16)$$

Модули производной сигнала в этих точках постоянны и не зависят от порога:

$$\left|x'(t_1)\right| = \frac{2A_x}{\beta T_x}, \qquad \left|x'(t_2)\right| = \frac{2A_x}{(1-\beta)T_x}. \qquad (17)$$

Подстановка (16) и (17) в рабочую формулу (10) даёт компоненты РВЗ, которые, как и для гармонического сигнала (12), удобно записать через нормированные функции:

$$f_x^k(\xi) = \frac{1}{A_x} f_\beta^k\left(\frac{\xi}{A_x}\right), \qquad (18)$$

$$f_\beta^k(\psi) = \frac{\left[\beta e^{-j2\pi k\beta D(\psi)} + (1-\beta)e^{j2\pi k(1-\beta)D(\psi)}\right]}{2}\,\mathrm{rect}\left(\frac{\psi}{2}\right). \qquad (19)$$

При записи второго слагаемого учтено, что $e^{-j2\pi k} = 1$. Нормированные функции (19) не содержат амплитуды и частоты сигнала и зависят только от параметра формы β и номера компоненты k. В граничных точках $\psi = \pm 1$, где два корня сливаются в одну точку излома, значения (19) определяются односторонними пределами и остаются конечными.

Стационарная компонента, получаемая из (19) при $k = 0$, имеет вид

$$f_\beta^0(\psi) = 0,5\,\mathrm{rect}\left(0,5\psi\right), \qquad (20)$$

то есть ЧВП любого сигнала семейства является равномерной на отрезке $[-A_x, A_x]$ и не зависит от β. Следовательно, по стационарной компоненте сигналы семейства неразличимы, а их форма проявляется только в компонентах с $k \neq 0$.

Для пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом ($\beta = 1$) в (19) остаётся одно слагаемое, и с учётом (15)

$$f_1^k(\psi) = 0,5(-1)^k e^{-j\pi k\psi}\,\mathrm{rect}\left(0,5\psi\right). \qquad (21)$$

Компоненты (21) являются комплекснозначными функциями, причём их модуль постоянен на всём носителе и равен модулю стационарной компоненты. По переменной ψ они представляют собой отрезки комплексных экспонент, так что роль, которую для гармонического сигнала играли полиномы Чебышёва, для пилообразного сигнала играет тригонометрическая система функций.

Для симметричного треугольного сигнала ($\beta = 1/2$) оба слагаемых в (19) являются комплексно-сопряжёнными и имеют равные веса, и поэтому компоненты вещественны:

$$f_{1/2}^k(\psi) = 0,5\cos\left(\pi kD(\psi)\right)\mathrm{rect}\left(0,5\psi\right). \qquad (22)$$

В общем случае модули компонент (19) зависят от порога и определяются разностью фаз двух слагаемых, равной $2\pi kD(\psi)$:

$$\left|f_\beta^k(\psi)\right| = 0,5\,\mathrm{rect}(0,5\psi)\times \\ \times\sqrt{\beta^2+(1-\beta)^2+2\beta(1-\beta)\cos\left(2\pi kD(\psi)\right)}. \qquad (23)$$

Из (23) следуют двусторонние оценки модуля:

$$\frac{|2\beta-1|}{2} \le \left|f_\beta^k(\psi)\right| \le \frac{1}{2} = f_\beta^0(\psi), \qquad |\psi|\le 1, \qquad (24)$$

причём при $k \neq 0$ и $0 < \beta < 1$ верхняя граница достигается в точках $D(\psi) = n/k$, а нижняя – в точках $D(\psi) = (n + 0,5)/k$, $n \in \mathbb{Z}$. При $\beta = 1$ обе границы совпадают. Правое неравенство в (24) является аналогом мажорантного свойства стационарной компоненты, установленного в [7] для ЧВП гармонического сигнала.

Модули компонент РВЗ для $k = 0, \ldots, 4$ представлены на рисунке 2.

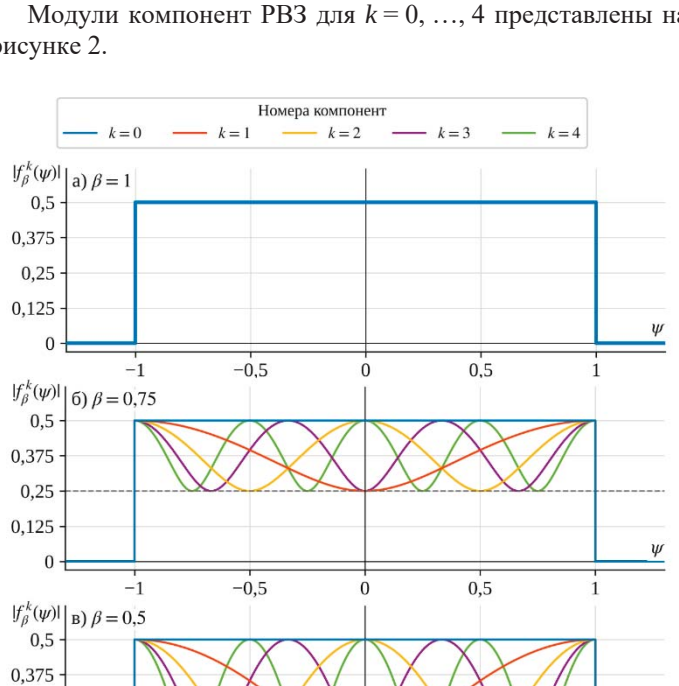


Рис. 2. Модули компонент ряда Фурье распределения «время-значение»: а) $\beta = 1$; б) $\beta = 0,75$; в) $\beta = 0,5$

Для β = 1 модули всех компонент совпадают со стационарной компонентой, и на графике видна одна линия. Для β = 0,75 модули осциллируют между границами (24); нижняя граница $|2\beta-1|/2 = 0{,}25$ отмечена штриховой линией. Для β = 0,5 нижняя граница равна нулю, и модули компонент обращаются в нуль в точках $\cos(\pi k D(\psi)) = 0$.

2.2 Компоненты переменной индикаторной функции

Компоненты в разложении ПИФ в ряд Фурье (7) могут быть найдены интегрированием компонент РВЗ (19) согласно (9). Однако для рассматриваемого семейства более наглядным оказывается прямое вычисление по определению (8). При фиксированном пороге $|\psi| < 1$ множество моментов времени, в которые сигнал не превышает порога, представляет собой на оси времени периодическую последовательность интервалов:

$$\{t : x(t) \le \xi\} = \bigcup_{n\in\mathbb{Z}} \left[t_2(\xi) - T_x + nT_x,\, t_1(\xi) + nT_x\right]. \quad (25)$$

Длительность каждого такого интервала составляет $t_1 - t_2 + T_x = T_x D(\psi)$, что и поясняет смысл величины (15), а его центр расположен в точке

$$\tau(\psi) = 0{,}5\left(t_1(\xi) + t_2(\xi) - T_x\right) = 0{,}5(2\beta - 1)T_x D(\psi). \quad (26)$$

Таким образом, при фиксированном пороге ПИФ (4) является периодической последовательностью прямоугольных импульсов единичной амплитуды с относительной длительностью $D(\psi)$, центры которых смещены на $\tau(\psi)$. Коэффициенты ряда Фурье (7) такой последовательности хорошо известны [12], и с учётом свойства сдвига (11) компоненты ПИФ принимают вид

$$F_x^k(\xi) = F_\beta^k\left(\frac{\xi}{A_x}\right), \quad (27а)$$

$$F_\beta^k(\psi) = D(\psi)\,\mathrm{sinc}\left(\pi k D(\psi)\right) e^{-j\pi k(2\beta-1)D(\psi)}\,\mathrm{rect}\left(\frac{\psi}{2}\right), k \ne 0, \quad (27б)$$

где $\mathrm{sinc}(z) = \sin(z)/z$. Стационарная компонента равна

$$F_\beta^0(\psi) = D(\psi)\,\mathrm{rect}\left(0{,}5\psi\right) + u(\psi - 1), \quad (28)$$

то есть совпадает с функцией распределения равномерного закона на отрезке [−1, 1]. Непосредственное интегрирование (19) приводит к эквивалентной записи компонент (27) через комплексные экспоненты:

$$F_\beta^k(\psi) = \frac{j\left[e^{-j2\pi k\beta D(\psi)} - e^{j2\pi k(1-\beta)D(\psi)}\right]}{2\pi k}\,\mathrm{rect}\left(0{,}5\psi\right), k \ne 0, \quad (29)$$

совпадение которой с (27) подтверждает согласованность выражений (19) и (27). Из (29) непосредственно следует, что все компоненты с $k \ne 0$ обращаются в нуль на обеих границах носителя $\psi = \pm 1$.

Для пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом и для симметричного треугольного сигнала из (29) и (27) получаем соответственно

$$F_1^k(\psi) = \frac{j}{2\pi k}\left[(-1)^k e^{-j\pi k\psi} - 1\right]\mathrm{rect}\left(0{,}5\psi\right), \quad (30)$$

$$F_{1/2}^k(\psi) = \frac{\sin\left(\pi k D(\psi)\right)}{\pi k}\,\mathrm{rect}\left(0{,}5\psi\right). \quad (31)$$

Модули компонент ПИФ для $k = 0, \ldots, 4$ представлены на рисунке 3.

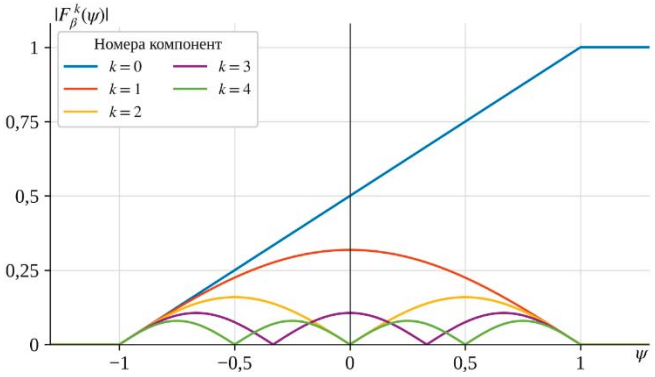


Рис. 3. Модули компонент ряда Фурье переменной индикаторной функции, одинаковые для всех β∈(0, 1]

Важным следствием (27) является то, что параметр β входит в компоненты ПИФ только через фазовый множитель, а их модуль от β не зависит:

$$\left|F_\beta^k(\psi)\right| = D(\psi)\left|\mathrm{sinc}(\pi k D(\psi))\,\mathrm{rect}\left(0{,}5\psi\right)\right|, k \ne 0. \quad (32)$$

Отсюда следует оценка

$$\left|F_\beta^k(\psi)\right| \le \frac{1}{\pi|k|}, \quad k \ne 0, \quad (33)$$

которая достигается при любом $k \ne 0$ и совпадает с оценкой, полученной в [7] для гармонического сигнала. Модуль k-й компоненты обращается в нуль внутри носителя в $|k| - 1$ точках $\psi = 2n/|k| - 1$, $n = 1, \ldots, |k| - 1$.

Выражения (27) и (29) были сопоставлены с результатами прямого численного усреднения (8) по периоду сигнала, выполненного методом средних прямоугольников с $N = 2\times10^6$ узлами на период, для $\beta \in \{0{,}25;\, 0{,}5;\, 0{,}7;\, 1\}$, $k \in \{1, 2, 3, 5\}$ и случайно выбранных значений $\psi \in (-1, 1)$. Максимальное абсолютное расхождение не превысило 5×10^{-7}, что соответствует шагу сетки $1/N$. Согласованность выражения (19) с ними обеспечивается соотношением (9).

3 Обсуждение результатов

Для сопоставления с [7] перенесём начало отсчёта гармонического сигнала в точку минимума, то есть рассмотрим сигнал $y(t) = -A_x\cos(2\pi\nu_x t)$. Он получается из $x(t) = A_x\cos(2\pi\nu_x t)$ сдвигом на половину периода, поэтому согласно (11) его компоненты отличаются от (12) и (13) множителем $(-1)^k$. Стационарная компонента ПИФ гармонического сигнала и полиномы Чебышёва на отрезке [−1, 1] связаны соотношениями

$$F_{\cos}^0(\psi) = 1 - \frac{\arccos\psi}{\pi},\ T_k(\psi) = (-1)^k\cos\left(\pi k F_{\cos}^0(\psi)\right),\ |\psi| \le 1. \quad (34)$$

С их учётом компоненты гармонического сигнала с началом отсчёта в минимуме и компоненты симметричного треугольного сигнала (22), (31) оказываются записаны в одной и той же форме:

$$F^k(\psi) = F^0(\psi)\operatorname{sinc}\left(\pi k F^0(\psi)\right), \quad |\psi| < 1, \qquad (35а)$$

$$f^k(\psi) = f^0(\psi)\cos\left(\pi k F^0(\psi)\right), \quad |\psi| < 1. \qquad (35б)$$

где для треугольного сигнала $F^0(\psi) = D(\psi)$, $f^0(\psi) = 1/2$, а для гармонического $F^0(\psi) = F^0\cos(\psi)$, $f^0(\psi) = \pi^{-1}(1-\psi^2)^{-1/2}$. Причина этого совпадения состоит в том, что оба сигнала симметричны относительно точки минимума и имеют на периоде по одному максимуму и минимуму. Поэтому при любом пороге множество $\{t: x(t) \le \xi\}$ на периоде является одним интервалом с центром в точке минимума, длительность которого определяется только стационарной компонентой F^0. Различие между двумя сигналами сводится к виду $F^0(\psi)$: линейному для треугольного сигнала и по закону арккосинуса для гармонического. Дальнейшее обобщение этого наблюдения на более широкие классы сигналов выходит за рамки настоящей работы.

Основные свойства компонент для трёх сигналов сведены в таблицу 1.

Выражение (19) имеет простой смысл: k-я компонента РВЗ складывается из двух слагаемых, соответствующих пересечению порога на прямом и на обратном ходе. Веса рассматриваемых слагаемых прямо пропорциональны длительностям соответствующих участков, то есть β и $1-\beta$, а их фазы определяются моментами пересечения порога (16). Разность фаз $2\pi kD(\psi)$ изменяется с порогом, и модуль компоненты (23) испытывает чередование максимумов и минимумов, аналогичное интерференции двух колебаний с неравными амплитудами.

Таблица 1

Свойства компонент РВЗ и ПИФ при выборе начала отсчёта времени в точке минимума сигнала

Свойство	**Гармонический сигнал**	**Треугольный сигнал, β =1/2**	**Пилообразный сигнал, β = 1**
ЧВП $f^0(\psi)$	$\pi^{-1}(1-\psi^2)^{-1/2}$	1/2	1/2
Поведение ЧВП при $\|\psi\|\to 1$	неограниченно возрастает	ограничена	ограничена
Особенность сигнала	$x'(t) = 0$ в экстремумах	изломы в экстремумах	разрыв
Компоненты РВЗ $f^k(\psi)$	$f^0(\psi)\times$ $\times\cos(\pi k F^0(\psi))$	$0{,}5\cos(\pi k D(\psi))$	$0{,}5(-1)^k e^{-j\pi k\psi}$
Значения компонент РВЗ	вещественные	вещественные	комплексные
Мажорантное свойство	$\|f^k\| \le f^0(\psi)$	$\|f^k\| \le f^0(\psi)$	$\|f^k\| = f^0(\psi)$
Компоненты ПИФ $F^k(\psi)$, $k\neq 0$	$F^0(\psi)\times$ $\times\operatorname{sinc}(\pi k F^0(\psi))$	$D(\psi)\times$ $\times\operatorname{sinc}(\pi k D(\psi))$	$j/(2\pi k)\times$ $\times[(-1)^k e^{-j\pi k\psi}-1]$
Верхняя граница $\|F^k(\psi)\|$	$1/(\pi\|k\|)$	$1/(\pi\|k\|)$	$1/(\pi\|k\|)$

С этой точки зрения становится понятным, почему мажорантное неравенство (24) для пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом обращается в равенство: каждое значение порога пересекается на периоде однократно, в однозначно определённый момент времени, и интерферировать нечему. Для симметричного треугольного сигнала, напротив, вклады равны по величине, и интерференция приводит к полному гашению компонент в точках $\cos(\pi kD(\psi)) = 0$. Гармонический сигнал также пересекает каждый уровень дважды за период, и осциллирующий характер полиномов Чебышёва в (12) отражает тот же механизм. Таким образом, согласно (10) отношение $|f_x^k(\xi)| / f_x^0(\xi)$ равно модулю взвешенного среднего фазовых множителей $\exp(-j2\pi k\nu_x t_m(\xi))$ по всем моментам пересечения порога. Оно равно единице, когда k-кратные фазы этих моментов совпадают; для сигнала с единственным пересечением на периоде это выполняется при любом k.

Три рассматриваемых сигнала различаются поведением в особых точках. У гармонического сигнала производная обращается в нуль в точках экстремумов, вследствие чего его ЧВП неограниченно возрастает при $|\psi|\to 1$. У треугольного сигнала в точках экстремумов имеются изломы, но односторонние производные отличны от нуля, поэтому ЧВП (20) остаётся ограниченной на всём носителе, а при $\psi=\pm 1$ значения компонент (19) определяются односторонними пределами.

У пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом в точках $t = nT_x$ имеется разрыв, и рабочая формула (10) требует истолкования величины $1/|x'(t_m)|$ в точке разрыва. Семейство (14) позволяет получить это истолкование предельным переходом. Вклад обратного хода в (10) имеет вес $1/(T_x|x'(t_2)|) = (1-\beta)/(2A_x)$, который стремится к нулю при $\beta \to 1$, а выражение (19) при этом равномерно по ψ сходится к (21). Аналогично выражение (27) непрерывно зависит от β и в пределе даёт (30). Следовательно, в точке разрыва величину $1/|x'(t_m)|$ следует полагать равной нулю, то есть разрыв не вносит вклада в компоненты РВЗ и в ЧВП. Этот результат согласуется с тем, что время пребывания сигнала на вертикальном участке графика имеет нулевую меру Лебега.

Сигнал с параметром $1-\beta$ получается из сигнала с параметром β обращением времени: $x_{1-\beta}(t) = x_\beta(-t)$. Для вещественного сигнала обращение времени приводит к комплексному сопряжению коэффициентов Фурье, и непосредственно из (19) и (29) при $0 < \beta < 1$ следует

$$f_{1-\beta}^k(\psi) = \left[\, f_\beta^k(\psi)\right]^*, \; F_{1-\beta}^k(\psi) = \left[\, F_\beta^k(\psi)\right]^*. \qquad (36)$$

Поэтому достаточно рассматривать значения $\beta \in [1/2, 1]$. Симметричный треугольный сигнал инвариантен к обращению времени, и вещественность его компонент (22) и (31) является прямым следствием (36).

Зафиксируем порог ξ и рассмотрим ПИФ (4) как функцию времени:

$$y_\xi(t) = \mathcal{I}_x(t,\xi) = u\left(\xi - x(t)\right) = \sum_{k\in\mathbb{Z}} F_x^k(\xi) e^{j2\pi k\nu_x t}. \qquad (37)$$

Сигнал $y_\xi(t)$ является выходным сигналом идеального компаратора, сравнивающего опорный сигнал $x(t)$ с постоянным уровнем ξ. Именно так формируется сигнал широтно-импульсной модуляции: пилообразный или треугольный опорный сигнал сравнивается с модулирующим напряжением, а результатом является последовательность

прямоугольных импульсов, длительность которых зависит от уровня модулирующего напряжения [11]. Таким образом, компоненты ПИФ $F_x^k(\xi)$ представляют собой комплексные амплитуды гармоник сигнала ШИМ как функции уровня модулирующего напряжения.

В этой интерпретации стационарная компонента $F_x^0(\xi) = D(\xi/A_x)$, $|\xi| \le A_x$ есть постоянная составляющая сигнала ШИМ, равная его коэффициенту заполнения, то есть статическая модуляционная характеристика модулятора. Линейная зависимость коэффициента заполнения от уровня порога для всех сигналов семейства (14) объясняет, почему в модуляторах ШИМ используются именно пилообразные и треугольные опорные сигналы. Для гармонического опорного сигнала модуляционная характеристика $F_{\cos}^0(\psi)$ нелинейна.

Параметр β определяет вид модуляции. При β = 1 передний фронт импульса закреплён в начале периода, а изменяется положение только заднего фронта, что соответствует односторонней ШИМ. При β = 1/2 оба фронта смещаются симметрично, центр импульса неподвижен, что соответствует двусторонней симметричной ШИМ. При промежуточных значениях β фронты смещаются в отношении (1 − β)/β, и центр импульса перемещается согласно (26). Инвариантность модулей (32) к параметру β в этой интерпретации отражает известный факт: амплитуды гармоник периодической последовательности прямоугольных импульсов определяются только их относительной длительностью, а положение импульсов на периоде влияет лишь на фазы гармоник [11, 12]. Зависимость фазового множителя в (27) от порога при β ≠ 1/2 означает, что при медленном изменении модулирующего напряжения гармоники сигнала несимметричной (в частности, односторонней) ШИМ приобретают дополнительную фазовую модуляцию, отсутствующую при двусторонней симметричной ШИМ.

Компоненты РВЗ в этой интерпретации, согласно (9), являются производными комплексных амплитуд гармоник по уровню модулирующего напряжения, то есть характеризуют их чувствительность к этому уровню. В частности, стационарная компонента $f_x^0(\xi) = 1/(2A_x)$ равна крутизне модуляционной характеристики. Тем самым частно-временные характеристики пилообразного сигнала получают непосредственный радиотехнический смысл, а аппарат РВЗ и ПИФ может использоваться для анализа спектрального состава выходного сигнала компаратора при опорном сигнале произвольной формы.

4 Заключение

В работе получены явные аналитические выражения компонент рядов Фурье распределения «время-значение» и переменной индикаторной функции для однопараметрического семейства пилообразных сигналов с конечной длительностью обратного хода, включающего пилообразный сигнал с мгновенным обратным ходом и симметричный треугольный сигнал. Нормированные компоненты, как и для гармонического сигнала, не зависят от амплитуды и частоты сигнала и определяются только параметром формы, равным доле периода, приходящейся на прямой ход.

Показано, что частно-временная плотность всех сигналов семейства равномерна, и форма сигнала проявляется только в компонентах на ненулевых циклических частотах. Модули компонент переменной индикаторной функции не зависят от параметра формы, который входит лишь в их фазовые множители, а верхняя граница модулей совпадает с границей, найденной ранее для гармонического сигнала. Предложена интерпретация компонент распределения «время-значение» как результата интерференции вкладов прямого и обратного хода; для пилообразного сигнала с мгновенным обратным ходом их модули совпадают со стационарной компонентой при всех значениях порога. Предельный переход по параметру формы обосновывает правило, согласно которому точка разрыва сигнала не вносит вклада в частно-временную плотность и в компоненты распределения «время-значение».

Корректность полученных выражений подтверждена сравнением с результатами прямого численного усреднения по периоду сигнала. Сопоставление с гармоническим сигналом показало, что компоненты симметричного треугольного и гармонического сигналов при начале отсчёта в точке минимума выражаются через стационарную компоненту по одной и той же формуле. Предложена интерпретация переменной индикаторной функции как выходного сигнала компаратора, при которой её компоненты являются комплексными амплитудами гармоник сигнала широтно-импульсной модуляции, а стационарная компонента совпадает со статической модуляционной характеристикой.

Полученные выражения могут служить эталонными при исследовании точности методов оценивания частно-временных характеристик, в том числе метода, основанного на кусочно-линейной интерполяции [8], поскольку рассмотренные сигналы сами являются кусочно-линейными. Дальнейшее развитие работы может быть связано с анализом пилообразных сигналов со случайными искажениями формы и с переходом к частно-временным характеристикам второго порядка.

Финансовая поддержка

Статья подготовлена при финансовой поддержке Российского научного фонда № 25-21-00281, https://rscf.ru/project/25-21-00281/ “Развитие теории и методов обработки нестационарных случайных процессов на основе частно-временного анализа”.

Литература

1. *Napolitano A.* Cyclostationary Processes and Time Series: Theory, Applications, and Generalizations. Academic Press, Elsevier, 2019. 626 p. DOI: 10.1016/C2017-0-04240-4.

2. *Gardner W. A.* Statistical spectral analysis: A non-probabilistic theory. Prentice Hall, 1988. 591 p.

3. *Gardner W. A., Brown W. A.* Fraction-of-time probability for time-series that exhibit cyclostationarity // Signal Processing. 1991. Vol. 23, no. 3. P. 273–292. DOI: 10.1016/0165-1684(91)90005-4.

4. *Leśkow J., Napolitano A.* Foundations of the functional approach for signal analysis // Signal Processing. 2006. Vol. 86, no. 12. P. 3796–3825. DOI: 10.1016/j.sigpro.2006.03.028.

5. *Napolitano A., Gardner W. A.* Fraction-of-Time Probability: Advancing Beyond the Need for Stationarity and Ergodicity Assumptions // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 34591–34612. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3162620.

6. *Gardner W. A.* Transitioning away from stochastic process models // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 565. Article 117871. DOI: 10.1016/j.jsv.2023.117871.

7. *Шевгунов Т. Я.* Синтез явных аналитических формул вероятностных моделей сигналов при использовании частно-временного подхода // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 11. С. 21–29. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-21-29.

8. *Шевгунов Т. Я.* Метод оценки частно-временной плотности вероятности цифрового сигнала с использованием линейной интерполяции // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18, № 7. С. 4–12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-7-4-12.

9. *Shevgunov T., Napolitano A.* Fraction-of-Time Density Estimation Based on Linear Interpolation of Time Series // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, 2021. P. 1–4. DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9415991.

10. *Dehay D., Leśkow J., Napolitano A., Shevgunov T.* Cyclic Detectors in the Fraction-of-Time Probability Framework // Inventions. 2023. Vol. 8, no. 6. Article 152. DOI: 10.3390/inventions8060152.

11. *Holmes D. G., Lipo T. A.* Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Wiley-IEEE Press, 2003. 744 p. DOI: 10.1109/9780470546284.

12. *Lathi B. P., Green R. A.* Linear Systems and Signals. 3rd ed. New York: Oxford University Press, 2018. 988 p.

13. *Miao H., Zhang F., Tao R.* A general fraction-of-time probability framework for chirp cyclostationary signals // Signal Processing. 2021. Vol. 179. Article 107820. DOI: 10.1016/j.sigpro.2020.107820.

14. *Шевгунов Т. Я., Ефимов Е. Н., Гущина О. А., Вавилова Ж. А.* Частно-временное описание радиотехнических сигналов на основе распределения «время–значение» // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. 2026. № 2. С. 224–231.

15. *Шевгунов Т. Я., Ефимов Е. Н., Гущина О. А.* Аналитическое представление частно-временных характеристик циклостационарного сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией // Радиотехника и электроника. 2026. № 10 (в печати).

16. *Shevgunov T.* Analytical Representation of Fraction-of-Time Density with Application to Harmonic Signals // 15th Computer Science On-line Conference 2026. Lecture Notes in Networks and Systems. Vol. 2229. Cham: Springer, 2026. P. 277–287. DOI: 10.1007/978-3-032-38812-4_23.

17. *Шевгунов Т. Я.* Метод формирующего оператора для моделирования циклостационарных случайных процессов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15, № 8. С. 4–12. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-8-4-12.

18. *Шевгунов Т. Я.* Алгоритм оценки спектральной корреляционной функции с использованием двумерного быстрого преобразования Фурье // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68, № 8. С. 782–789. DOI: 10.31857/S0033849423080119.

19. *Shevgunov T., Efimov E., Guschina O.* Estimation of a Spectral Correlation Function Using a Time-Smoothing Cyclic Periodogram and FFT Interpolation – 2N-FFT Algorithm // Sensors. 2023. Vol. 23, no. 1. Article 215. DOI: 10.3390/s23010215.

20. *Shevgunov T.* On Non-Symmetric Forms of Time-Varying Autocorrelation Function in the Analysis of Cyclostationary Processes // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, 2024. P. 1–5. DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496717.

21. *Шевгунов Т. Я., Гущина О. А.* Использование двумерного преобразования Фурье для оценки спектральной корреляционной функции // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15, № 11. С. 54–60. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-11-54-60.

22. *Shevgunov T., Guschina O., Kuznetsov Y.* Cyclostationary Approach to the Analysis of the Power in Electric Circuits under Periodic Excitations // Applied Sciences. 2021. Vol. 11, no. 20. Article 9711. DOI: 10.3390/app11209711.

23. *Шевгунов Т. Я.* Алгоритм обнаружения неподвижного человека на основе циклических признаков сигналов дыхания // Радиотехника. 2025. Т. 88, № 1. С. 61–74. DOI: 10.18127/j00338486-202501-05.

24. *Mason J. C., Handscomb D. C.* Chebyshev Polynomials. Boca Raton: Chapman and Hall/CRC, 2002. 360 p. DOI: 10.1201/9781420036114.

ANALYTICAL EXPRESSIONS OF FRACTION-OF-TIME CHARACTERISTICS OF SAWTOOTH WAVEFORMS

Timofey Ya. Shevgunov, *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia,* ***shevgunov@gmail.com***
Evgeny N. Efimov, *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia,* ***omegatype@gmail.com***
Oksana A. Guschina, *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia,* ***guschinaoksana@gmail.com***
Zhanna A. Vavilova, *Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia,* ***zhanke@bk.ru***

Abstract

The paper continues the development of the fraction-of-time (FOT) approach, which describes the statistical properties of a signal on the basis of its single realization without invoking the ergodicity hypothesis. Explicit expressions for the Fourier series coefficients of the time-value distribution (TVD) and the time-varying indicator function (TVIF) were previously obtained for a harmonic signal. In the present paper, the same problem is solved for a one-parameter family of periodic sawtooth signals with finite flyback time, which includes the sawtooth signal with instantaneous flyback and the symmetric triangular signal as particular cases. The parameter of the family is the fraction of the period occupied by the forward sweep. Explicit expressions for the TVD and TVIF components are derived as functions of the threshold variable. It is shown that the FOT density of every signal in the family is uniform and does not depend on the parameter, whereas the signal shape is determined by the components at nonzero cyclic frequencies. The magnitudes of the TVIF components are shown to be invariant with respect to the family parameter, which enters only their phase factors. The TVD components are interpreted as the result of interference between the contributions of the forward sweep and the flyback; for the sawtooth signal with instantaneous flyback, the majorant inequality relating the nonstationary components to the stationary one turns into an equality. A passage to the limit in the family parameter justifies the rule for handling a signal discontinuity in the explicit form of the FOT density. The obtained expressions are validated by direct numerical averaging over the signal period. The results are compared with those for the harmonic signal, and the TVIF is interpreted as a pulse-width modulated signal produced by a comparator.

Keywords:. *cyclostationarity, fraction-of-time analysis, time-value distribution, time-varying indicator function, sawtooth signal, triangular signal, pulse-width modulation*

References

[1] A. Napolitano, Cyclostationary Processes and Time Series: Theory, Applications, and Generalizations. London, U.K.: Academic Press, 2019, doi: 10.1016/C2017-0-04240-4.
[2] W. A. Gardner, Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1988.
[3] W. A. Gardner and W. A. Brown, "Fraction-of-time probability for time-series that exhibit cyclostationarity," *Signal Process*., 1991, vol. 23, no. 3, pp. 273-292, doi: 10.1016/0165-1684(91)90005-4.
[4] J. Le?kow and A. Napolitano, "Foundations of the functional approach for signal analysis," *Signal Process*., 2006, vol. 86, no. 12, pp. 3796-3825, doi: 10.1016/j.sigpro.2006.03.028.
[5] A. Napolitano and W. A. Gardner, "Fraction-of-time probability: Advancing beyond the need for stationarity and ergodicity assumptions," *IEEE Access,* 2022, vol. 10, pp. 34591-34612, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3162620.
[6] W. A. Gardner, "Transitioning away from stochastic process models," *J. Sound Vib*., 2023, vol. 565, Art. no. 117871, doi: 10.1016/j.jsv.2023.117871.
[7] T. Ya. Shevgunov, "The synthesis of explicit analytical formulae for the probabilistic models of signals using fraction-of-time approach," *T-Comm*, 2022, vol. 16, no. 11, pp. 21-29, doi: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-21-29. (in Russian)
[8] T. Ya. Shevgunov, "A method for estimating the fraction-of-time probability density of a digital signal using linear interpolation," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no. 7, pp. 4-12, doi: 10.36724/2072-8735-2024-18-7-4-12. (in Russian)
[9] T. Shevgunov and A. Napolitano, "Fraction-of-time density estimation based on linear interpolation of time series," in *Proc. 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9415991.
[10] D. Dehay, J. Le?kow, A. Napolitano, and T. Shevgunov, "Cyclic detectors in the fraction-of-time probability framework," *Inventions*, 2023, vol. 8, no. 6, Art. no. 152, doi: 10.3390/inventions8060152.
[11] D. G. Holmes and T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2003, doi: 10.1109/9780470546284.
[12] B. P. Lathi and R. A. Green, Linear Systems and Signals, 3rd ed. New York, NY, USA: Oxford University Press, 2018.
[13] H. Miao, F. Zhang, and R. Tao, "A general fraction-of-time probability framework for chirp cyclostationary signals," *Signal Process*., 2021, vol. 179, Art. no. 107820, doi: 10.1016/j.sigpro.2020.107820.
[14] T. Ya. Shevgunov, E. N. Efimov, O. A. Guschina, and Zh. A. Vavilova, "Fraction-of-time description of radio engineering signals based on the time-value distribution," *Russ. Aeronaut*., 2026, vol. 69, pp. 512-519. doi: 10.3103/S1068799826020273
[15] T. Ya. Shevgunov, E. N. Efimov, and O. A. Guschina, "Analytical representation of fraction-of-time characteristics of a cyclostationary signal with pulse-amplitude modulation," *J. Commun. Technol. Electron*., 2026, no. 10, in press.
[16] T. Shevgunov, "Analytical representation of fraction-of-time density with application to harmonic signals," in *Proc. 15th Computer Science On-line Conf. (CSOC 2026), Lecture Notes in Networks and Systems*, vol. 2229. Cham, Switzerland: Springer, 2026, pp. 277-287, doi: 10.1007/978-3-032-38812-4_23.
[17] T. Ya. Shevgunov, "Shaping operator technique for modelling cyclostationary random processes," *T-Comm*, 2021, vol. 15, no. 8, pp. 4-12, doi: 10.36724/2072-8735-2021-15-8-4-12. (in Russian)
[18] T. Ya. Shevgunov, "Algorithm for estimating the spectral correlation function using the 2D fast Fourier transform," *J. Commun. Technol. Electron.*, 2023, vol. 68, no. 8, pp. 867-874, doi: 10.1134/S106422692308011 9.
[19] T. Shevgunov, E. Efimov, and O. Guschina, "Estimation of a spectral correlation function using a time-smoothing cyclic periodogram and FFT interpolation-2N-FFT algorithm," *Sensors*, 2023, vol. 23, no. 1, Art. no. 215, doi: 10.3390/s23010215.
[20] T. Shevgunov, "On non-symmetric forms of time-varying autocorrelation function in the analysis of cyclostationary processes," in *Proc. 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496717.
[21] T. Ya. Shevgunov and O. A. Gushchina, "Using two-dimensional fast Fourier transform for estimating spectral correlation function," *T-Comm*, 2021, vol. 15, no. 11, pp. 54-60, doi: 10.36724/2072-8735-2021-15-11-54-60.
[22] T. Shevgunov, O. Guschina, and Y. Kuznetsov, "Cyclostationary approach to the analysis of the power in electric circuits under periodic excitations," *Appl. Sci.*, 2021, vol. 11, no. 20, Art. no. 9711, doi: 10.3390/app11209711.
[23] T. Ya. Shevgunov, "Algorithm for detecting a motionless person based on cyclic features of respiration signals," *Radiotekhnika*, 2025, vol. 88, no. 1, pp. 61-74, doi: 10.18127/j00338486-202501-05. (in Russian)
[24] J. C. Mason and D. C. Handscomb, Chebyshev Polynomials. Boca Raton, FL, USA: Chapman and Hall/CRC, 2002, doi: 10.1201/97814200361 14.

Information about authors:

Timofey Ya. Shevgunov, *Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Theoretical Radio Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, https://orcid.org/0000-0003-1444-983X*
Evgeny N. Efimov*, Candidate of Technical Sciences, Leading Engineer, Research and Production Center RIM, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, https://orcid.org/0000-0001-5975-6513*
Oksana A. Guschina, *Engineer, Research and Production Center RIM, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, https://orcid.org/0000-0002-6349-332X*
Zhanna A. Vavilova, *Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Theoretical Radio Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, https://orcid.org/0000-0003-0958-421X*

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ВОЛОКОННЫХ И АТМОСФЕРНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, В ТОМ ЧИСЛЕ С КАНАЛАМИ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-43-52

Колесников Олег Вячеславович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, o.v.kolesnikov@mtuci.ru

Терешонок Максим Валерьевич,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, m.v.tereshonok@mtuci.ru

Топоровский Владимир Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, v.v.toporovskiy @mtuci.ru

Галактионов Илья Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, i.v.galaktionov@mtuci.ru

Manuscript received 27 July 2026;
Accepted 30 September 2026

Исследование выполнено при частичной поддержке гранта Российского научного фонда № 23-79-10223-П, https://rscf.ru/project/23-79-10223-П/.

Ключевые слова: *волоконно-оптические линии связи; АОЛС-канал; адаптивная оптика; коррекция волнового фронта; квантовое распределение ключей; функциональная устойчивость; BER; QBER; электромагнитная совместимость; формализм Джонса атмосферная турбулентность, грозовые разряды*

В статье рассматриваются методы обеспечения функциональной устойчивости оптических систем передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов двух классов: импульсных электромагнитных (ЭМ) полей, нарушающих состояние поляризации в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), и атмосферной турбулентности, приводящей к деградации параметров беспроводного оптического (АОЛС) канала. Целью исследования является разработка единой методологии оценки и компенсации дестабилизирующих воздействий в гибридных системах ВОЛС-АОЛС на основе единого критерия качества – вероятности битовой ошибки (BER) и квантовой битовой ошибки (QBER). Метод. Применяется матричный формализм Джонса-Мюллера для моделирования поляризационных эффектов в ВОЛС. Разработан и экспериментально апробирован гибридный алгоритм адаптивной оптической коррекции волнового фронта в АОЛС-канале, объединяющий стохастическую и градиентную фазы оптимизации. В результате проведенных исследований установлено, что импульсные ЭМ-поля молниевых разрядов при токах 80-100 кА на расстоянии 100-300 м приводят к скорости изменения состояния поляризации порядка 10^5-10^6 рад/с, что нарушает работу алгоритмов отслеживания состояния поляризации (State of Polarization, SOP), реализуемых в приёмном тракте и условие QBER ≤ 11% для протокола BB84. Гибридный алгоритм адаптивной коррекции обеспечивает повышение мощности сигнала в волокне с 0,33 до 2,3 мВт, снижение среднеквадратического отклонения (СКО) волнового фронта с 0,63 до 0,12 мкм, улучшение BER с 10^{-2} до 10^{-6} и рост эффективности сопряжения с 0,1 до 0,6. Установлено частотное условие устойчивой коррекции: частота системы коррекции должна превышать частоту турбулентных флуктуаций не менее чем в 15 раз. Область применения. Гибридные ВОЛС-АОЛС сети, когерентные системы передачи 100G+, АОЛС-каналы связи с подвижными объектами, QKD-системы со свободно-пространственным сегментом. Выводы. Показан изоморфизм задач компенсации в ВОЛС и АОЛС, позволяющий применять единую методологию функциональной устойчивости к гибридным телекоммуникационным системам.

Информация об авторах:
Колесников Олег Вячеславович, *к.т.н., доцент, заведующий кафедрой "Оптические и квантовые коммуникации", декан факультета сетевой инженерии, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия. ORCID 0000-0002-8728-3458*
Терешонок Максим Валерьевич, *д.т.н., профессор, Начальник Научно-исследовательской части, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия. ORCID 0000-0003-1330-281X*
Топоровский Владимир Владимирович, *старший преподаватель кафедры "Оптические и квантовые коммуникации", Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия. ORCID 0000-0002-8172-5171*
Галактионов Илья Владимирович, *к.ф.-м.н., доцент кафедры "Оптические и квантовые коммуникации", зам. декана факультета сетевой инженерии по науке, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия. ORCID 0000-0002-8993-3741*

Для цитирования:
Колесников О.В., Терешонок М.В., Топоровский В.В., Галактионов И.В. Методы обеспечения функциональной устойчивости кабельных и беспроводных оптических линий передачи информации, в том числе с каналами адаптивной компенсации // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 43-52.

For citation:
O.V. Kolesnikov, M.V. Tereshonok, V.V. Toporovsky, I.V. Galaktionov, "Methods for ensuring functional stability of fiber and atmospheric optical communication links, including adaptive compensation channels," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 10, pp. 43-52. (*in Russian*)

Введение

Глобальный рост объёма телекоммуникационного трафика, ускоренный развитием облачных вычислений, потоковых сервисов и интернета вещей, предъявляет принципиально новые требования к функциональной устойчивости оптических систем передачи информации. По данным аналитических агентств, мировой IP-трафик превышает 400 Эбайт/месяц, причём не менее 80% его объёма передаётся посредством волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) [1, 2]. Вместе с тем практика эксплуатации ВОЛС-магистралей показывает, что физические факторы внешней среды – импульсные электромагнитные (ЭМ) поля (в том числе наиболее опасные от грозовых разрядов), наведённые токи в металлических элементах кабелей, а также атмосферная турбулентность в беспроводных оптических (АОЛС) каналах – становятся критическими угрозами прерывания связи [3, 4].

Беспроводные оптические каналы играют всё более значимую роль в архитектуре гибридных телекоммуникационных сетей как альтернатива радиочастотным каналам в условиях перегруженности радиочастотного спектра в плотной городской застройке, а также как средство организации высокоскоростных временных линий связи и каналов с подвижными объектами [5, 6]. Принципиальное ограничение АОЛС-каналов связано с атмосферной турбулентностью, вызывающей флуктуации показателя преломления воздуха и, как следствие, деградацию качества волнового фронта лазерного пучка, ослабление сигнала и деградацию BER [7, 8].

Таким образом, ВОЛС-сегмент и АОЛС-сегмент гибридной сети подвержены различным по физической природе, но сходным по функциональным последствиям дестабилизирующим воздействиям: в обоих случаях нарушается качество оптического канала, измеряемое единым критерием – вероятностью битовой ошибки (BER) или квантовой битовой ошибки (QBER) для систем квантового распределения ключей (КРК). В настоящей работе показано, что сходство функциональных последствий дестабилизирующих воздействий позволяет построить единую методологию обеспечения функциональной устойчивости гибридных оптических систем передачи информации.

Целью настоящей работы является разработка и проверка достоверности методов оценки и компенсации дестабилизирующих воздействий в ВОЛС и АОЛС-каналах на основе единого критерия качества и единого методологического подхода. Для достижения цели решены следующие задачи:

1. Произведён анализ физических механизмов воздействия ЭМ-импульсов на поляризацию сигнала в ВОЛС.
2. Разработаны матричные модели для описания поляризационных эффектов.
3. Разработан и экспериментально апробирован гибридный алгоритм адаптивной коррекции волнового фронта для АОЛС-каналов.
4. Установлены частотные критерии эффективности адаптивной коррекции.
5. Сформирована единая методология устойчивости.

На рис. 1 приведена обобщённая структура гибридной телекоммуникационной системы ВОЛС-АОЛС с указанием классов дестабилизирующих воздействий.

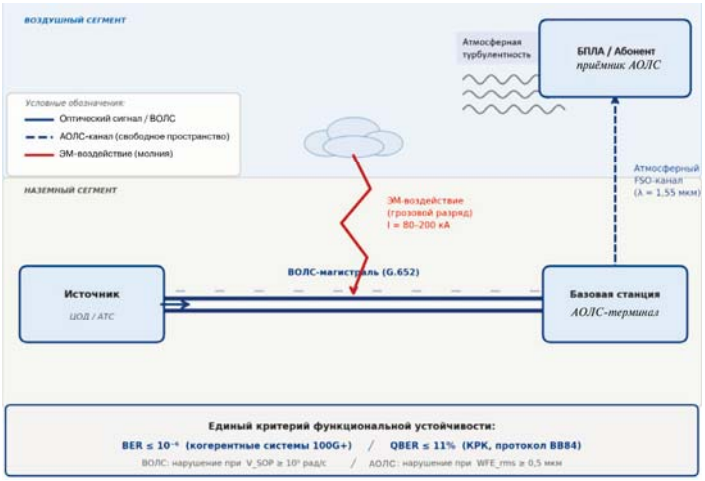


Рис. 1. Обобщённая структура гибридной телекоммуникационной системы ВОЛС-АОЛС с указанием классов дестабилизирующих воздействий

1 Угрозы устойчивости ВОЛС при импульсных ЭМ-полях

Электромагнитные поля молниевых разрядов оказывают комплексное воздействие на оптические волокна ВОЛС через несколько физических механизмов [3, 9]. Первым и наиболее значимым является магнитооптический эффект Фарадея: магнитное поле молниевого тока индуцирует вращение плоскости поляризации световой волны на угол $\theta \sim F\sim$, пропорциональный проекции магнитной индукции на ось распространения. Вторым механизмом служит нелинейный эффект Керра – квадратичный электрооптический эффект, вносящий дополнительный вклад в изменение состояния поляризации (SOP, State of Polarization) при интенсивных ЭМ-импульсах. Третьим механизмом является поляризационная модовая дисперсия (PMD, Polarization Mode Dispersion), усугубляющая деградацию сигнала вследствие случайного двулучепреломления волокна [10].

Конструктивный тип кабеля ВОЛС принципиально определяет степень уязвимости к ЭМ-воздействию. Кабели типа ОКГТ (оптический кабель грозозащитного троса) содержат металлические проводящие элементы и непосредственно несут функцию грозозащиты в ЛЭП, что обеспечивает управляемые параметры ЭМ-воздействия на волокно. Кабели типа ADSS (All Dielectric Self-Supporting) и ПДО (полностью диэлектрические), несмотря на отсутствие металла, подвержены воздействию через электрическое поле грозовых облаков и разрядный ток в земле, а также через наводки на соседние металлосодержащие конструкции [11].

Критерием функциональной устойчивости ВОЛС принято значение вероятности битовой ошибки BER. Для 100G-когерентных систем передачи с форматом модуляции PDM-QPSK рабочий предел составляет $BER \leq 10^{-9}$ (с учётом кодирования FEC – до 10^{-4}–10^{-3}). Связь BER с параметрами поляризационного воздействия осуществляется через динамический критерий – скорость изменения SOP ($V\sim SOP\sim$, рад/с) и динамическое дифференциальное групповое запаздывание ($DGD\sim dyn\sim$, пс). Установлено[12,13], что при $V\sim SOP\sim \geq 10^4$

рад/с начинается деградация BER в системах без адаптивного DSP-трекера SOP, при V~SOP~ ≥ 10^5 рад/с BER превышает 10^{-6}–10^{-3} даже при наличии трекера с полосой до 100 кГц.

Классификация уровней ЭМ-воздействия в соответствии с международным стандартом МЭК 62305 предусматривает четыре уровня (I–IV): от наивысшего (I, ток до 200 кА, время нарастания 1–10 мкс) до наименьшего (IV, ток до 16 кА). Результаты исследований показывают [12], что воздействие уровня I–II на ВОЛС ОКГТ при расстоянии до удара *r* < 100–200 м вызывает V~SOP~ ≥ 10^5 рад/с, что критично для QKD-систем (нарушение порога QBER ≤ 11%). Воздействие уровня III–IV при *r* > 200 м не приводит к нарушению BER-критерия в когерентных 100G-системах.

На основании проведённых расчётов и экспериментальных данных предложена функциональная классификация кабелей ВОЛС по пяти категориям устойчивости: от категории А (полная устойчивость при всех уровнях воздействия) до категории Д (работоспособность не гарантируется при воздействии уровней I–II). Категория определяется сочетанием конструктивного типа кабеля, трассировки линии и форматом передачи данных [14]. Механизм воздействия импульсного электромагнитного поля на параметры оптического канала ВОЛС приведен на рис. 2.

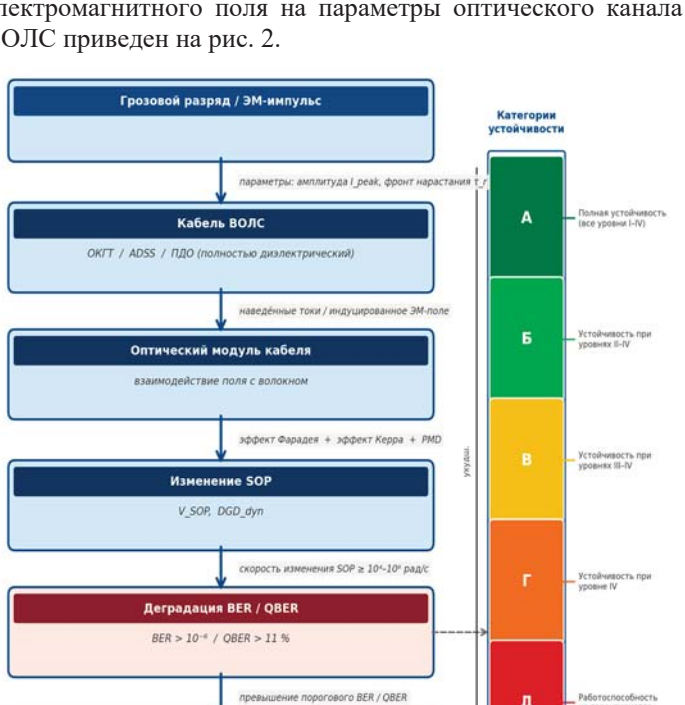


Рис. 2. Механизм воздействия импульсного ЭМ-поля на параметры ВОЛС-канала

2 Матричные модели поляризационных эффектов

Для описания эволюции состояния поляризации оптического сигнала под действием ЭМ-поля молниевого разряда используется матричный формализм Джонса и Мюллера [3, 10]. Матрица Джонса для эффекта Фарадея, описывающего поворот плоскости поляризации на угол θF, имеет вид:

$$J_F = \begin{bmatrix} \cos\theta_F & -\sin\theta_F \\ \sin\theta_F & \cos\theta_F \end{bmatrix} \quad (1)$$

где $\theta F = V \int Bz dz$ – угол поворота Фарадея, V = 0,53 рад/(Тл·м) – постоянная Верде для одномодового волокна SMF-28 на длине волны λ = 1,55 мкм, Bz – проекция магнитной индукции на ось волокна, интегрирование производится по длине взаимодействия.

Суммарная матрица Джонса для участка волокна с комбинированным воздействием (Фарадей + PMD) записывается как:

$$J_{tot} = J_{PMD} \cdot J_F \quad (2)$$

Для перехода к матрице Мюллера, описывающей эволюцию вектора Стокса $S = (S_0, S_1, S_2, S_3)^T$, используется стандартное преобразование. Полученная матрица Мюллера Mtot позволяет вычислить выходной вектор Стокса:

$$S_{out} = M_{tot} \cdot S_{in} \quad (3)$$

Динамический критерий VSOP определяется как угловая скорость изменения вектора Стокса на сфере Пуанкаре. Для линейно-поляризованного сигнала при воздействии эффекта Фарадея:

$$V_{SOP} = \frac{d\theta_{SOP}}{dt} = 2 \cdot V \cdot L \cdot \frac{dB_z}{dt} \quad (4)$$

где L – эффективная длина взаимодействия. Для импульса молниевого разряда с амплитудой тока Ipeak = 100 кА, временем нарастания τr = 1 мкс и расстоянием r = 100 м расчётное значение VSOP составляет порядка $1{,}7 \cdot 10^5$ рад/с [12].

Полоса трекинга DSP-компенсатора поляризации fDSP должна удовлетворять условию:

$$f_{DSP} \geq \frac{V_{SOP}}{2\pi \cdot \Delta\theta_{max}} \quad (5)$$

где Δθmax – допустимое угловое отклонение SOP. Для форматов модуляции PDM-QPSK, PDM-16QAM и PDM-64QAM максимальные пороговые значения VSOP составляют соответственно $6 \cdot 10^4$, $2 \cdot 10^4$ и $8 \cdot 10^3$ рад/с при BER = 10^{-3} (до FEC). Превышение этих порогов приводит к нарушению работы когерентного приёмника.

Для систем квантового распределения ключей (КРК) по протоколу BB84 аналитическая цепочка имеет вид: параметры ЭМ-импульса → угол Фарадея θ_F → скорость RSOP → QBER. Квантовая битовая ошибка вычисляется по формуле:

$$QBER(t) = \frac{1 - sin^2(2 \cdot \theta_{F(t)})}{2} + QBER_{det} + QBER_{opt} \quad (6)$$

где QBERdet и QBERopt – составляющие, обусловленные характеристиками детектора и оптического тракта. Критическое условие QBER ≤ 11% (для протокола BB84) нарушается при углах θF ≥ 18°, что соответствует параметру удара ток Ipeak = 80 кА, r = 100 м или эквивалентные условия [12, 13]. Последовательность расчета приведена на рис. 3.

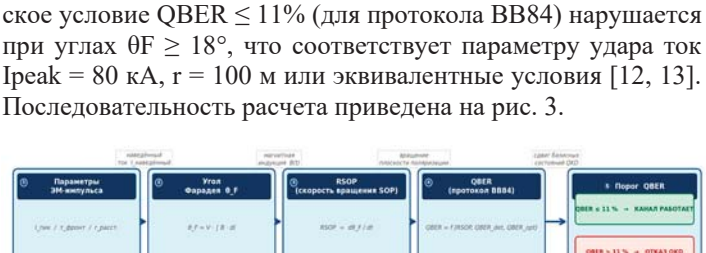


Рис. 3. Аналитическая цепочка расчёта деградации BER/QBER при ЭМ-воздействии на ВОЛС

3 Адаптивные методы компенсации в АОЛС-каналах

Атмосферная турбулентность и импульсные ЭМ-поля являются сходными дестабилизаторами оптического канала (табл. 1): в обоих случаях нарушается фазовая когерентность оптического сигнала, что приводит к деградации BER или QBER. В ВОЛС дестабилизирующее воздействие характеризуется параметром VSOP, в АОЛС-канале – среднеквадратичным отклонением волнового фронта WFErms и параметром атмосферной когерентности – радиусом Фрида r0. Оба вида воздействий допускают адаптивную компенсацию с обратной связью по сигналу качества канала [15].

Таблица 1

Дестабилизаторы оптического канала связи

Аспект аналогии	ВОЛС: импульсное ЭМ-поле	АОЛС: атмосферная турбулентность
Физическая причина возмущения	Магнитное поле тока молнии B(t)	Флуктуации показателя преломления воздуха n(r,t)
Наблюдаемое искажение сигнала	Поворот состояния поляризации (угол Фарадея θF)	Искажение волнового фронта (WFE_{rms})
Динамический параметр процесса	Скорость изменения SOP V_{SOP}, рад/с	Частота турбулентных флуктуаций fтурб, Гц
Математический аппарат описания	Матрицы Джонса/Мюллера (формулы 3.1-3.3)	Спектр Колмогорова-Обухова (формулы 6.14-6.15)
Критерий деградации канала связи	BER, QBER при превышении порога VSOP	BER, эффективность сопряжения при росте WFErms
Принцип адаптивной компенсации	DSP-трекер SOP, полоса fDSP ≥ VSOP/(2π·Δθmax)	Деформируемое зеркало, полоса fсист ≥ 15·fтурб

Как показано в таблице 1, оба класса дестабилизирующих факторов, различные по физической природе, описываются идентичной структурной последовательностью «причина – параметр – критерий – компенсация», что и составляет содержание заявленной аналогии, то есть изоморфизма задач компенсации в ВОЛС и АОЛС.

Адаптивные оптические (АО) системы для АОЛС-каналов строятся на основе деформируемых зеркал (биморфного типа, на пьезоэлектрических толкателях, MEMS) и датчиков волнового фронта Шака-Гартмана [16]. В описываемых экспериментах применялись биморфные зеркала с 42 управляющими элементами (для задачи связи с подвижными объектами) и с 92 управляющими элементами (для задачи генерации и компенсации искусственной турбулентности). Датчик Шака–Гартмана состоит из матричного фотоприёмника и массива микролинз. Каждая микролинза фокусирует часть пучка на матричный фотоприёмник; смещение пятен относительно реперных положений пересчитывается в наклоны волнового фронта [17].

Ключевым результатом является разработка гибридного алгоритма оптимизации фокусировки лазерного излучения в волокно, объединяющего стохастическую и градиентную фазы оптимизации.

Алгоритм функционирует следующим образом: на первой фазе применяется быстрый стохастический поиск с возмущениями устройств по распределению Бернулли с методом ускорения; при достижении целевым функционалом порогового значения происходит переключение на вторую фазу – медленный градиентный спуск для точной доводки. При ухудшении качества ниже порога алгоритм автоматически возвращается к стохастической фазе. Вычислительная сложность алгоритма составляет O(N·T), где N – число управляющих элементов, T – число итераций, что существенно ниже по сравнению с алгоритмом SPGD [15, 18].

Вектор возмущений с методом ускорения формируется по правилу:

$$\Delta X_t = \varepsilon_t \odot A_R \quad (7)$$

где εt,i = {±δ с вероятностью p, 0 с вероятностью 1−p}; εt – вектор случайных возмущений, AR – матрица масштабирования, p – параметр разрежения или прореживания ($0 < p \leq 1$), δ – амплитуда возмущения.

Корреляционный параметр ηt, определяющий шаг обновления управляющего вектора, вычисляется как:

$$\eta_t = \frac{f(Xt+\Delta Xt) - f(Xt-\Delta Xt)}{2\cdot\|\Delta Xt\|^2} \cdot \Delta X_t \quad (8)$$

Экспериментальная апробация алгоритма проводилась на лабораторном стенде с λ = 1,55 мкм, апертурой 50 мм и одномодовым приёмным волокном диаметром 10 мкм. Излучение из лазерного диода с длиной волны 1,55 мкм, введённое в одномодовое волокно коллимировалось, проходило оптическую трассу, отражалось от пьезоэлектрического биморфного зеркала диаметром 50 мм с 42 управляющими элементами, попадало в коллиматор приёмника, где фокусировалось в волокно диаметром 10 мкм и регистрировалось с помощью измерителя мощности.

Часть излучения ответвлялась на датчик Шака-Гартмана [19-22] для измерения параметров волнового фронта. Сигнал с измерителя мощности передавался через SDK в разработанное программное обеспечение на персональном компьютере, которое рассчитывало управляющие воздействия на электроды биморфного зеркала, необходимые для коррекции фазовых флуктуаций и увеличения уровня сигнала на измерителе мощности.

Полученные результаты: мощность в волокне возросла с 0,33 до 1,85-2,3 мВт (в зависимости от конфигурации установки); WFErms снизилась с 0,63-0,70 до 0,12-0,17 мкм; BER улучшился с 10^{-2} до 10^{-6}; эффективность сопряжения (coupling efficiency) выросла с 0,1 до 0,6-0,7 [15, 18, 23].

Достигнутое значение WFErms = 0,12-0,17 мкм соответствует волновой ошибке в диапазоне 0,49-0,69 рад, определяемой по формуле (9):

$$\sigma_\varphi = \frac{2\pi\cdot WFE_{rms}}{\lambda} \quad (9)$$

что приближается к требованию QKD-канала (σφ ≤ 0,5 рад при λ = 1,55 мкм). Это подтверждает применимость разработанного алгоритма для АОЛС-сегментов QKD-сетей [15].

Структура гибридного алгоритма и схема экспериментальной установки приведены на рисунках 4 и 5. В таблице 2 представлены основные эффекты, которые могут оказывать влияние на качество канала связи и величину QBER.

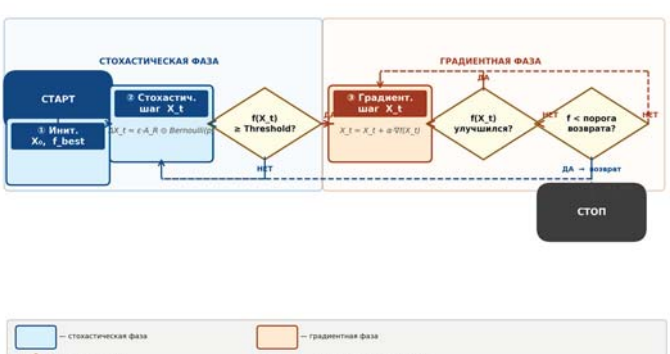


Рис. 4. Структура гибридного алгоритма адаптивной коррекции волнового фронта в АОЛС-канале

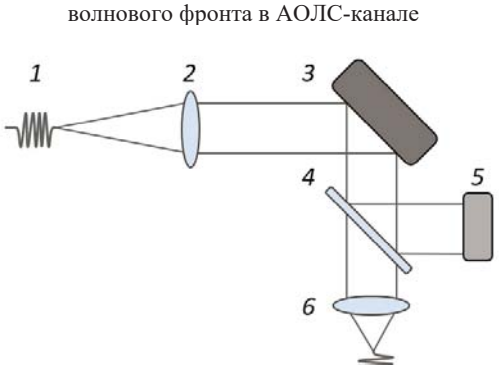


Рис. 5. Схема экспериментальной установки для исследования адаптивной коррекции в АОЛС-канале: 1 – лазерный диод; 2 – коллимирующая линза; 3 – биморфное зеркало; 4 – светоделитель; 5 – датчик Шака-Гартмана; 6 – фокусирующая линза; 7 – измеритель мощности

Таблица 2

Влияние различных эффектов, наблюдаемых в канале связи на его технические характеристики

Эффект	Итоговое влияние на канал связи
Естественный дрейф внешней среды	Легко корректируется; QBER остается стабильным (<2%).
Сильный / шквалистый ветер	Стандартные транспондеры компенсируют без проблем.
Удар молнии (эффект Фарадея)	Полный отказ канала, QBER возрастает до ~50%; система останавливает работу.
Атмосферная турбулентность (C_n^2 – 10^{-14} м$^{-2/3}$)	Типичная величина QBER (приводит к смещению пятна относительно приёмной апертуры и росту QBER до 50%)

4 Коррекция волнового фронта для связи с подвижными объектами

Связь с подвижными объектами в городской среде представляет собой принципиально новый сценарий применения АОЛС-технологий, существенно отличающийся от классических астрономических задач адаптивной оптики [6, 15]. Основные отличия состоят в следующем: (а) трасса распространения проходит через нижние слои атмосферы (0-500 м), характеризующиеся высокой интенсивностью турбулентности и динамической изменчивостью структурной характеристики показателя преломления воздуха Cn^2; (б) приёмная станция является подвижным объектом с ограниченной апертурой; (в) радиочастотный спектр в плотной городской застройке перегружен, что делает АОЛС-канал привлекательной альтернативой или дополнением к RF-каналу [5, 6].

Для решения задачи связи с подвижными объектами использовалась экспериментальная установка с параметрами: длина волны $\lambda = 1{,}55$ мкм (телекоммуникационный диапазон C-band), апертура коллиматора 50 мм, биморфное деформируемое зеркало с 42 управляющими элементами, одномодовое приёмное волокно с диаметром сердцевины 10 мкм [15]. Атмосферная турбулентность моделировалась путём использования тонких фазовых экранов в оптическом тракте [16]. Данная модель позволяет с высокой степенью достоверности имитировать искажения волнового фронта, возникающие при прохождении излучения через непрерывную случайно-неоднородную среду. Ключевое преимущество этого подхода заключается в том, что аберрации, вносимые последовательностью таких экранов, адекватно отражают реальные флуктуации светового поля, обусловленные преимущественно крупномасштабными атмосферными неоднородностями [17]. Как следствие, метод фазовых экранов обеспечивает приемлемую точность (согласно спектральной плотности мощности) при моделировании турбулентных воздействий в подавляющем большинстве практических задач.

Для генерации динамической последовательности фазовых экранов в данной работе использовался метод, основанный на быстром преобразовании Фурье и Колмогоровской модели спектра фазовых флуктуаций [18]. Соответствующее выражение имеет вид:

$$p(u,v,t+\Delta t) = \iint_{-\infty}^{\infty} \sqrt{K(x,y)} \cdot f(x,y,t+\Delta t) \cdot e^{i\cdot\sqrt{x^2+y^2}\cdot V\cdot\Delta t} dxdy \quad (10)$$

где $pu,v,t+\Delta t$ – сгенерированный фазовый экран, V – скорость ветра, м/с, t и $t+\Delta t$ – момент генерации предыдущего и последующего фазовых экранов, $K(x,y)$ – спектр фазовых флуктуаций.

Для расчета спектра фазовых флуктуаций $K(x,y)$ использовалась следующая формула [19]:

$$Kx,y = 0{,}023\cdot(2Dr0)53\cdot(x2+y2)-113 \quad (11)$$

где D – приемная апертура телескопа, r0 – радиус Фрида, $f(x,y,t+\Delta t)$ – функция, определяемая по формуле:

$$fx,y,t+\Delta t=p\cdot fx,y,t+1-p2\cdot ei\cdot\varphi(x,y,t) \quad (12)$$

где $p=e-\Delta t\tau$, τ – время когерентности атмосферы, $\varphi(x,y,t)$ – случайная дельта-коррелированная величина в диапазоне $[0; 2\pi]$.

Использовалась следующая структурная функция:

$$DN = 6{,}88 \cdot \left(\frac{\sqrt{x^2+y^2}}{r_0}\right)^{5/3} \quad (13)$$

Фазовый экран, сгенерированный таким образом, аппроксимировался круговыми полиномами Цернике для дальнейшего аналитического представления. Выбор именно этих полиномов обусловлен их способностью аппроксимировать крупномасштабные аберрации волнового фронта [24]. В работе использовались первые 36 полиномов Цернике [25-28]. Далее, такой экран воспроизводился с помощью биморфного адаптивного зеркала. Генерируя серию фазовых экранов и

восстанавливая их с помощью адаптивного зеркала, можно создавать условия контролируемой искусственной атмосферной турбулентности.

Результаты экспериментов демонстрируют высокую эффективность предложенного подхода. Мощность лазерного пучка, фокусируемого в приёмное волокно диаметром 10 мкм, возросла с 0,33 мВт (без коррекции) до 2,3 мВт (с коррекцией), что соответствует увеличению в 6,97 раза [15]. Параметр WFErms снизился с 0,63 до 0,12 мкм, что свидетельствует об эффективном подавлении аберраций волнового фронта. Доля мощности, попадающей в приёмный тракт подвижного объекта, возросла с 0,1 до 0,6, что непосредственно транслируется в улучшение отношения сигнал-шум и, следовательно, в снижение BER и увеличение рабочей дальности канала [15].

Практическое значение достигнутых результатов состоит в следующем. Во-первых, повышение эффективности сопряжения с 0,1 до 0,6 при прочих равных условиях позволяет увеличить рабочую дальность АОЛС-канала с подвижным объектом приблизительно в 2,4 раза (оценка из формулы передачи энергии [34] с квадратичной зависимостью мощности от дальности). Во-вторых, снижение требуемой мощности передатчика для обеспечения заданного BER открывает возможности для создания компактных энергоэффективных АОЛС-терминалов для подвижных объектов [6, 33]. В-третьих, достигнутое качество пучка (WFErms ≈ 0,12 мкм) приближает АОЛС-канал с подвижным объектом к требованиям QKD-систем, что перспективно для организации защищённых квантовых каналов связи с воздушными объектами.

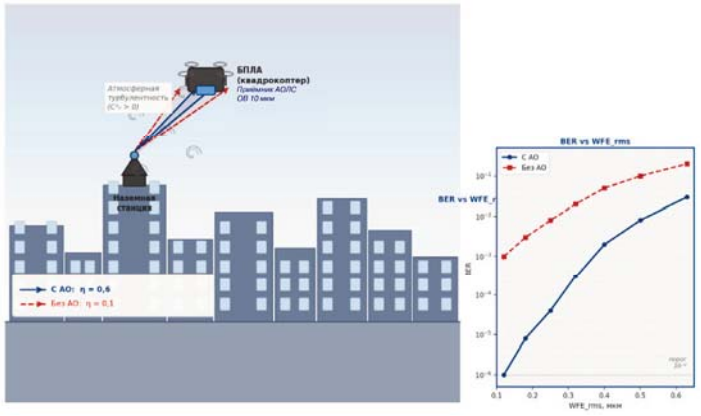


Рис. 6. Схема АОЛС-канала связи с подвижным объектом в городских условиях и сравнение эффективности без адаптивной коррекции и с ней

5 Частотные критерии адаптивной коррекции

Эффективность адаптивной коррекции принципиально определяется соотношением частоты работы системы управления fсист и характеристической частоты флуктуаций турбулентности fтурб. Для экспериментального исследования этого соотношения разработан генератор искусственной атмосферной турбулентности на базе биморфного деформируемого зеркала с 92 управляющими элементами, установленного в кинематической оправе [32].

В основу модели положена колмогоровская статистика атмосферной турбулентности. Пространственный спектр флуктуаций фазы волнового фронта описывается формулой Колмогорова-Обухова:

$$\Phi_\varphi(\kappa) = 0{,}023 \cdot r_0^{-5/3} \cdot \kappa^{-11/3} \qquad (14)$$

где κ – пространственная частота, $r0$ – радиус Фрида (параметр атмосферной когерентности). Структурная функция фазы:

$$D_\varphi(\rho) = 6{,}88 \cdot \left(\frac{\rho}{r_0}\right)^{5/3} \qquad (15)$$

Фазовые экраны, имитирующие турбулентность, синтезируются методом быстрого преобразования Фурье (ФПФ) с использованием спектра (10). Двухконтурная схема установки включает контур генерации искусственной турбулентности (первое зеркало, 92 элемента) и контур коррекции (второе зеркало, 42 элемента). Частота генерации fтурб варьировалась в диапазоне 1-100 Гц, частота системы коррекции fсист – в диапазоне 10-1000 Гц [33].

Ключевой результат экспериментального исследования показал, что устойчивая адаптивная коррекция обеспечивается при условии fсист / fтурб ≥ 15. При fтурб > 20 Гц (характерном для нижних слоёв атмосферы в городских условиях и при ветре более 5 м/с) требуется fсист > 300 Гц. При невыполнении этого условия эффективность коррекции резко падает, а WFErms не снижается ниже 0,4-0,5 мкм [32].

Структурная характеристика показателя преломления воздуха Cn^2 является ключевым параметром, определяющим интенсивность атмосферной турбулентности. По результатам анализа литературных данных составлена сводная таблица диапазонов Cn^2 для различных типов трасс. Диапазоны структурной характеристики показателя преломления воздуха Cn^2 для различных типов АОЛС-трасс представлены в таблице 3.

Таблица 3

Диапазоны Cn^2 для различных типов АОЛС-трасс

Тип трассы	Cn^2, м$^{-2/3}$	Характеристика
Городская (плотная застройка)	$1\times10^{-13} – 9{,}87\times10^{-14}$	Высокая турбулентность, тепловые потоки
Городская (умеренная)	$6{,}69\times10^{-16} – 1\times10^{-13}$	Умеренная, вертикальные потоки
Пригородная	$1\times10^{-16} – 6\times10^{-15}$	Низкая-умеренная
Горная	$1\times10^{-17} – 1\times10^{-15}$	Переменная, зависит от высоты
Приморская	$5\times10^{-17} – 5\times10^{-15}$	Умеренная, морской бриз
Пустынная (дневная)	$1\times10^{-14} – 5\times10^{-13}$	Очень высокая, тепловые конвекции

Полученные данные свидетельствуют о том, что для проектирования городских АОЛС-систем необходимо закладывать $f_{сист} \geq$ 500-1000 Гц, тогда как для пригородных и открытых трасс достаточно $f_{сист} \geq$ 100-300 Гц [32].

6 Единая методология устойчивости ВОЛС и АОЛС

Проведённый анализ позволяет сформулировать единую методологию обеспечения функциональной устойчивости оптических систем передачи информации в гибридных

ВОЛС–АОЛС архитектурах. Ключевым элементом методологии является единый критерий качества канала – BER (или QBER для QKD-систем), позволяющий унифицировать оценку устойчивости вне зависимости от физической природы дестабилизирующего воздействия.

Сравнительная характеристика методов обеспечения функциональной устойчивости ВОЛС и АОЛС представлена в таблице 4.

Таблица 4

Сравнительная характеристика методов обеспечения функциональной устойчивости ВОЛС и АОЛС

Параметр	**ВОЛС (ЭМ-воздействие)**	**АОЛС (турбулентность)**
Дестабилизатор	ЭМ-импульс молнии	Атмосферная турбулентность
Параметр	**ВОЛС (ЭМ-воздействие)**	**АОЛС (турбулентность)**
Физ. механизм	Эффекты Фарадея, Керра, PMD	Флуктуации n(r,t), Cn^2
Ключевой параметр	V_{SOP}, DGD_{dyn}	WFE_{rms}, r_0
Критерий качества	BER, QBER (BB84)	BER, эффективность сопряжения
Метод компенсации	DSP-трекер SOP	Адаптивное деформируемое зеркало
Достигнутый результат	BER ≤ 10^{-9} при $V_{SOP} < 10^4$ рад/с	BER: $10^{-2} \rightarrow 10^{-6}$, η: 0,1 → 0,6

Единство методологии проявляется на нескольких уровнях. На уровне физического моделирования оба класса воздействий описываются матричным формализмом: матрица Джонса/Мюллера – для SOP-преобразования в ВОЛС, матрица влияния (функции влияния управляющих элементов) деформируемого зеркала – для коррекции волнового фронта в АОЛС. На уровне алгоритмического управления оба случая допускают применение адаптивных алгоритмов с обратной связью по BER/QBER. На уровне проектирования в обоих случаях определяющим является динамический параметр: VSOP (рад/с) для ВОЛС и fтурб (Гц) для АОЛС, а также соответствующее требование к полосе компенсатора [3, 12, 32]. Важно отметить, что таблица 1 и таблица 4 не дублируют друг друга: таблица 1 сопоставляет физику воздействий, таблица 2 – методы и достигнутые практические результаты компенсации.

Перспективным направлением является интеграция DSP-компенсатора поляризации (для ВОЛС) и адаптивной оптической системы (для АОЛС) в единый контур управления гибридным каналом ВОЛС–АОЛС. Такая архитектура позволила бы обеспечить сквозную функциональную устойчивость от источника до конечного абонента, включая подвижный или спутниковый объект, с использованием единой системы мониторинга BER/QBER [30, 34]. Для QKD-сетей со свободно-пространственным сегментом интеграция адаптивной оптики на земных станциях является необходимым условием достижения QBER < 11% в условиях городской атмосферной турбулентности, что подтверждается экспериментальными данными настоящей работы [15].

Заключение

В настоящей работе получены следующие основные (теоретические и экспериментальные) научные результаты.

1. Показан изоморфизм задач компенсации в ВОЛС и АОЛС: импульсные ЭМ-поля и атмосферная турбулентность представляют собой два класса дестабилизирующих воздействий, различных по физической природе, но идентичных по функциональным последствиям (деградация BER/QBER) и допускающих единый методологический подход к оценке и компенсации.

2. Разработан и экспериментально апробирован гибридный алгоритм адаптивной коррекции волнового фронта в АОЛС-канале, объединяющий стохастическую и градиентную фазы оптимизации. Алгоритм обеспечивает рост эффективности сопряжения с 0,1 до 0,6-0,7, снижение WFErms с 0,63-0,70 до 0,12-0,17 мкм и улучшение BER с 10^{-2} до 10^{-6}.

3. Установлено и обосновано частотное условие устойчивой адаптивной коррекции: соотношение частот системы коррекции и турбулентных флуктуаций должно быть не менее 15, что при fтурб > 20 Гц требует fсист > 300 Гц.

4. Разработана и предложена единая методология обеспечения функциональной устойчивости гибридных ВОЛС–АОЛС систем на основе единого критерия BER/QBER, применимая как к традиционным когерентным системам передачи, так и к QKD-сетям со свободно-пространственным сегментом.

Направлениями дальнейших исследований являются: интеграция DSP-компенсатора поляризации ВОЛС и АО-системы АОЛС в единый контур управления; разработка модели АОЛС-канала ВОЛС-подвижный объект с учётом реальных статистик Cn^2 для российских городов; экспериментальная верификация предложенных методов для QKD-протоколов BB84 и CV-QKD.

Литература

1. Cisco Annual Internet Report (2018-2023). White Paper. Cisco Systems, 2020.

2. *Belova O.S., Bolotov D.V., Kazantsev S.Yu. et al.* Features of Functioning of Modern Communication Systems in the Presence of Thunderstorm Activity // Technical Physics. 2025. V. 70, No 5, pp. 135–142. DOI 10.1134/S1063784225600274.

3. *Колесников О.В.* Особенности воздействия молниевых разрядов на оптические кабели: учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2024. 123 с.

4. *Соколов С.А.* Воздействие внешних ЭМ-полей на оптические кабели связи и гибридные линии. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 214 с.

5. *Казанцев С.Ю., Кузнецов С.Н., Максимов А.Ю., Пчелкина Н.В.* Применения атмосферной оптической связи на объектах атомной энергетики // Успехи прикладной физики. 2023. Т. 11, №. 6. С. 530–539. DOI 10.51368/2307-4469-2023-11-6-530-539.

6. *Галактионов И.В., Топоровский В.В., Колесников О.В.* Повышение эффективности связи с летательными аппаратами средствами адаптивной оптики // Труды МАИ. 2026. № 145.

7. *Wijerathne B., Ampalavanapillai N., Zhu M. et al.* Mitigation of Atmospheric Effects in FSO Communication Systems: A Survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2023. Vol. 25, No. 3, pp. 1–28.

8. *Kaushal H., Jain V.K., Kar S.* Free Space Optical Communication. Springer, 2024. 350 p.

9. *Belova O.S., Bolotov D.V., Kazantsev S.Yu. et al.* The Influence of Atmospheric Electricity and Lightning on the Operation of Communication Systems with Quantum Key Distribution // Technical Physics Letters. 2025. Vol. 51, No 2, pp. 43–47. DOI 10.1134/S1063785025600048.

10. *Конышев В.А., Лукиных С.Н., Наний О.Е. и др.* Влияние магнитного поля на поляризацию света в оптическом волокне со случайным распределением линейного двулучепреломления // Квантовая электроника. 2019. Т. 49, № 8. С. 773–778.

11. *Конышев В.А., Лукашова Т.О., Нании О.Е. и др.* Влияние молниевых разрядов на работу когерентных систем связи на основе ВОЛС // Прикладная фотоника. 2020. Т. 7, № 2. С. 118–129.

12. *Колесников О.В., Белова О.С., Болотов Д.В., Паимцев Г.П.* Эффекты Фарадея и Керра в оптическом волокне при воздействии ЭМ-поля токов молнии // Электросвязь. 2026. № 4. С. 2–10.

13. *Бушуев Э.Ю., Грычкин С.Е., Строганова Е.П.* Влияние непреднамеренных электромагнитных помех на квантовые криптографические системы связи // Электросвязь. 2026. № 1. С. 2–10. DOI 10.34832/ELSV.2026.75.1.001.

14. *Колесников О.В., Болотов Д.В., Грычкин С.Е. и др.* Классификация ВОЛС по устойчивости к ЭМ-воздействию // WECONF 2026: тр. конф. СПб., 2026. С. 1–5.

15. *Galaktionov I., Toporovsky V.* Performance Analysis of an Optical System for FSO Communications Utilizing Combined Stochastic Gradient Descent Optimization Algorithm. Applied System Innovation, 8(5), 143, 2025. https://doi.org/10.3390/asi8050143

16. *Kandidov V., Shlenov A.* Atmospheric Turbulence Simulation. Grid Representation. Technical Summary; International Laser Center: Moscow, Russia, 1995.

17. *Vorontsov M., Shmalhausen V.* Principles of Adaptive Optics; Nauka: Moscow, Russia, 1985.

18. *Dudorov V., Kolosov V., Filimonov G.* Algorithm for formation of an infinite random turbulent screen. In Proceedings of the Twelfth Joint International Symposium on Atmospheric and Ocean Optics/Atmospheric Physics, Tomsk, Russia, 27–30 June 2005. https://doi.org/10.1117/12.675235

19. *Platt B., Shack R.J.* History and principles of Shack-Hartmann wavefront sensing. Refr. Surg. 2001, 17, 15.

20. *Liang J., Grimm B., Goelz S., Bille J.F.* Objective measurement of the wave aberrations of the human eye with the use of a Hartmann-Shack wave-front sensor. J. Opt. Soc. Am. A 1994, 11, 1949.

21. *Lane R.G.* Wave-front reconstruction using a Shack–Hartmann sensor. Appl. Opt. 1992, 31, 6902.

22. *Primot J.* Theoretical description of Shack–Hartmann wave-front sensor. Opt. Commun. 2003, 222, pp. 81–92.

23. *Lane R.G., Glindemann A., Dainty J.C.* Simulation of a Kolmogorov phase screen. Waves Random Media 1992; 2, pp. 209–224.

24. *Khonina S.N., Volotovskiy S.G., Kirilenko M.S.* A method of generating a random optical field using the Karhunen-Loeve expansion to simulate atmospheric turbulence. Computer Optics 2020, no. 44(1), pp. 53-59. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-680

25. *Zernike F.* Diffraction theory of the knife-edge test and its improved form, the phase-contrast method. Mon. Not. R. Astron. Soc. 1934, 94, pp. 377–384. https://doi.org/10.1093/mnras/94.5.377.

26. *Zernike F.* Beugungstheorie des schneidenver-fahrens und seiner verbesserten form, der phasenkontrastmethode. Physica 1934, 1, pp. 689–704. https://doi.org/10.1016/S0031-8914(34)80259-5.

27. *Schwiegerling J., Greivenkamp J.* Using corneal height maps and polynomial decomposition to determine corneal aberrations. Optom. Vis. Sci. Off. Publ. Am. Acad. Optom. 1997, 74, pp. 906–916. https://doi.org/10.1097/00006324-199711000-00024.

28. *Schwiegerling J., Greivenkamp J., Miller J.* Representation of videokeratoscopic height data with Zernike polynomials. JOSA A 1995, 12, pp. 2105–2113. https://doi.org/10.1364/JOSAA.12.002105.

29. *Tyson R.K.* Principles of Adaptive Optics. 5th ed. CRC Press, 2022. 336 p.

30. *Roggemann M.C., Welsh B.* Imaging Through Turbulence. CRC Press, 2018. 340 p.

31. *Malik M., Erven C., Leifgen M. et al.* Direct generation of three-photon polarization entanglement // Physical Review Letters. 2023. Vol. 130. P. 040405.

32. *Galaktionov I., Toporovsky V.* A Multi-Deformable-Mirror 500 Hz Adaptive Optical System for Atmospheric Turbulence Simulation, Real-Time Reconstruction, and Wavefront Correction Using Bimorph and Tip-Tilt Correctors. Photonics, 12(6), 592, 2025. https://doi.org/10.3390/photonics12060592

33. *Liao S.-K., Cai W.-Q., Liu W.-Y. et al.* Satellite-to-ground quantum key distribution // Nature. 2023. Vol. 549, pp. 43–47.

34. *Bushuev E.Y., Bolotov D.V., Grychkin S.E. et al.* Study of the influence of electric and magnetic fields on a fiber-optic communication system with quantum cryptographic equipment // Electrosvyaz. 2025. No. 5, pp. 12–19.

METHODS FOR ENSURING FUNCTIONAL STABILITY OF FIBER AND ATMOSPHERIC OPTICAL COMMUNICATION LINKS, INCLUDING ADAPTIVE COMPENSATION CHANNELS

Oleg V. Kolesnikov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***o.v.kolesnikov@mtuci.ru***
Maxim V. Tereshonok, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***m.v.tereshonok@mtuci.ru***
Vladimir V. Toporovsky, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***v.v.toporovskiy@mtuci.ru***
Ilya V. Galaktionov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***i.v.galaktionov@mtuci.ru***

Abstract
The paper addresses methods for ensuring functional stability of optical information transmission systems under two classes of destabilizing factors: pulsed electromagnetic (EM) fields that disturb the state of polarization in fiber-optic lines (FOL), and atmospheric turbulence that degrades atmospheric optical communication links (AOCL) channel parameters. Purpose. To develop and validate a unified methodology for assessing and compensating destabilizing impacts in hybrid FOL-AOCL systems based on a single quality criterion – bit error rate (BER) and quantum bit error rate (QBER). Method. The Jones-Mueller matrix formalism is applied for modeling polarization effects in FOL. A hybrid adaptive optics wavefront correction algorithm combining stochastic and gradient optimization phases is developed and experimentally validated for AOCL channels. Results. Lightning EM fields with currents of 80-100 kA at 100-300 m produce SOP change rates of 10^5-10^6 rad/s, violating DSP tracker operation and the QBER $\leq$ 11% condition for BB84 protocol. The hybrid correction algorithm increases fiber-coupled power from 0.33 to 2.3 mW, reduces WFE~rms~ from 0.63 to 0.12 μm, improves BER from 10^{-2} to 10^{-6}, and raises coupling efficiency from 0.1 to 0.6. The frequency condition for stable correction is established: the system frequency must exceed the turbulence frequency by a factor of at least 15. Application. Hybrid FOL-AOCL networks, 100G+ coherent transmission systems, UAV AOCL links, QKD systems with free-space segments. Conclusions. The isomorphism of compensation tasks in FOL and AOCL is demonstrated, enabling a unified functional stability methodology for hybrid optical telecommunication systems.

Keywords: *fiber-optic communication lines; AOCL channel; adaptive optics; wavefront correction; quantum key distribution; functional stability; BER; QBER; electromagnetic compatibility; atmospheric turbulence.*

References

[1] Cisco Systems, "Cisco Annual Internet Report (2018-2023) White Paper," 2020.
[2] O.S. Belova, D.V. Bolotov, S.Yu. Kazantsev et al., "Features of Functioning of Modern Communication Systems in the Presence of Thunderstorm Activity," *Technical Physics*, vol. 70, no. 5, pp. 135-142, 2025.
[3] O.V. Kolesnikov, Features of Lightning Effects on Optical Cables (in Russian), Moscow: Hot Line Telecom, 2024.
[4] S.A. Sokolov, Impact of External EM Fields on Optical Communication Cables (in Russian), Moscow: Hot Line Telecom, 2018.
[5] S.Yu. Kazantsev et al., "Applications of atmospheric optical communication at nuclear power facilities," *Advances in Applied Physics*, vol. 11, no. 6, pp. 530-539, 2023.
[6] I.V. Galaktionov, V.V. Toporovsky, O.V. Kolesnikov, "Optical link efficiency increase with UAVs using adaptive optics," *Trudy MAI*, no. 145, 2026.
[7] B. Wijerathne et al., "Mitigation of Atmospheric Effects in FSO Communication Systems: A Survey," *IEEE Commun. Surveys Tuts*., vol. 25, no. 3, 2023.
[8] H. Kaushal, V.K. Jain, S. Kar, Free Space Optical Communication, Springer, 2024.
[9] O.S. Belova et al., "Influence of Atmospheric Electricity and Lightning on QKD Communication Systems," *Technical Physics Letters*, vol. 51, no. 2, pp. 43-47, 2025.
[10] V.A. Konyshev et al., "Influence of magnetic field on light polarization in optical fiber," *Quantum Electronics*, vol. 49, no. 8, pp. 773-778, 2019.
[11] V.A. Konyshev et al., "Influence of lightning strikes on coherent communication systems," *Applied Photonics,* vol. 7, no. 2, pp. 118-129, 2020.
[12] O.V. Kolesnikov, O.S. Belova, D.V. Bolotov, G.P. Paimtsev, "Faraday and Kerr effects in optical fiber under EM field of lightning currents," *Electrosvyaz*, no. 4, 2026.
[13] E.Y. Bushuev, S.E. Grychkin, E.P. Stroganova, "Impact of unintentional EM interference on QKD systems," *Electrosvyaz*, no. 1, pp. 2-10, 2026.
[14] O.V. Kolesnikov et al., "Classification of FOL by EM impact resistance," *WECONF,* 2026, St. Petersburg, 2026.
[15] I. Galaktionov, V. Toporovsky, "Performance Analysis of an Optical System for FSO Communications Utilizing Combined Stochastic Gradient Descent Optimization Algorithm," *Applied System Innovation*, 8(5), 143, 2025. https://doi.org/10.3390/asi8050143.
[16] V. Kandidov, A. Shlenov, "Atmospheric Turbulence Simulation. Grid Representation," Technical Summary; International Laser Center: Moscow, Russia, 1995.
[17] M. Vorontsov, V. Shmalhausen, "Principles of Adaptive Optics," Moscow: Nauka, 1985.
[18] V. Dudorov, V. Kolosov, G. Filimonov, "Algorithm for formation of an infinite random turbulent screen," In *Proceedings of the Twelfth Joint ternational Symposium on Atmospheric and Ocean Optics/Atmospheric Physics*, Tomsk, Russia, 27-30 June 2005. https://doi.org/10.1117/12.675235
[19] B. Platt, R.J. Shack, "History and principles of Shack-Hartmann wavefront sensing," Refr. Surg. 2001, 17, 15.
[20] J. Liang, B. Grimm, S. Goelz, J.F. Bille, "Objective measurement of the wave aberrations of the human eye with the use of a Hartmann-Shack wavefront sensor," *J. Opt. Soc. Am. A,* 1994, 11, 1949.
[21] R.G. Lane, "Wave-front reconstruction using a Shack-Hartmann sensor," *Appl. Opt*. 1992, 31, 6902.

[22] J. Primot, "Theoretical description of Shack-Hartmann wave-front sensor," *Opt. Commun*. 2003, 222, 81-92.
[23] R.G. Lane, A. Glindemann, J.C. Dainty, "Simulation of a Kolmogorov phase screen," *Waves Random Media*, 1992, 2, pp. 209-224.
[24] S.N. Khonina, S.G. Volotovskiy, M.S. Kirilenko, "A method of generating a random optical field using the Karhunen-Loeve expansion to simulate atmospheric turbulence," *Computer Optics,* 2020; 44(1), pp. 53-59. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-680
[25] F. Zernike, "Diffraction theory of the knife-edge test and its improved form, the phase-contrast method," *Mon. Not. R. Astron. Soc*. 1934, 94, pp. 377-384. https://doi.org/10.1093/mnras/94.5.377.
[26] F. Zernike, "Beugungstheorie des schneidenver-fahrens und seiner verbesserten form, der phasenkontrastmethode," *Physica,* 1934, 1, pp. 689-704. https://doi.org/10.1016/S0031-8914(34)80259-5.
[27] J. Schwiegerling, J. Greivenkamp, "Using corneal height maps and polynomial decomposition to determine corneal aberrations," *Optom. Vis. Sci. Off. Publ. Am. Acad. Optom*. 1997, 74, pp. 906-916. https://doi.org/10.1097/00006324-199711000-00024.
[28] J. Schwiegerling, J. Greivenkamp, J. Miller, "Representation of videokeratoscopic height data with Zernike polynomials," *JOSA A,* 1995, 12, pp. 2105-2113. https://doi.org/10.1364/JOSAA.12.002105.
[29] R.K. Tyson, Principles of Adaptive Optics, 5th ed., CRC Press, 2022.
[30] M.C. Roggemann, B. Welsh, Imaging Through Turbulence, CRC Press, 2018.
[31] M. Malik et al., "Direct generation of three-photon polarization entanglement," *Phys. Rev. Lett*., vol. 130, p. 040405, 2023.
[32] I. Galaktionov, V. Toporovsky, "A Multi-Deformable-Mirror 500 Hz Adaptive Optical System for Atmospheric Turbulence Simulation, Real-Time Reconstruction, and Wavefront Correction Using Bimorph and Tip-Tilt Correctors," *Photonics*, 12(6), 592, 2025. https://doi.org/10.3390/photonics12060592
[33] S.-K. Liao et al., "Satellite-to-ground quantum key distribution," *Nature*, vol. 549, pp. 43-47, 2023.
[34] E.Y. Bushuev et al., "Study of the influence of EM fields on FOL with quantum cryptographic equipment," *Electrosvyaz*, no. 5, pp. 12-19, 2025.

Information about authors:

Oleg V. Kolesnikov, *Ph.D., Associate Professor, Head of the Department of Optical and Quantum Communications, Dean of the Faculty of Network Engineering, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-8728-3458*
Maxim V. Tereshonok, *D.Sc., Professor, Head of Scientific Research, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia. ORCID 0000-0003-1330-281X*
Vladimir V. Toporovsky, *Senior Lecturer, Department of Optical and Quantum Communications, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-8172-5171*
Ilya V. Galaktionov, *Ph.D., Associate Professor, Department of Optical and Quantum Communications, Deputy Dean for Research, Faculty of Network Engineering, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-8993-3741*

SYNTHESIZING SPARSE SHIELDS FROM A CUBIC WIRE GRID USING OPTIMAL CURRENT GRID APPROXIMATION

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-53-61

Manuscript received 15 July 2026;
Accepted 24 September 2026

Canga Samuel Lucas,
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, ***cangasamuel01@yandex.ru***

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

This research was funded by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation project FEWM-2026-0007

Keywords: *Grid wire, optimal current grid approximation, sparse shields, shielding effectiveness*

Reducing the mass of electronic devices remains one of the important engineering tasks. At the same time, there is a growing demand for lightweight electromagnetic shields. The application of the optimal current grid approximation (OCGA) has demonstrated significant effectiveness in synthesizing sparse shields from square grid wire (WG) structures, achieving a 2.1-fold mass reduction while maintaining acceptable shielding performance. However, since the characteristics are also directly influenced by the geometric configuration of the shield, it is convenient to apply OCGA to obtain sparse shields based on a cubic WG topology. The aim of this paper is to synthesize sparse shields from a cubic WG using OCGA. After comparative analysis of sparse antennas, scatterers, and shields generation, the shield structures were numerically simulated using the method of moments. Specifically, 4 sparse configurations were synthesized from a cubic WG topology via the OCGA framework, utilizing grid element elimination tolerances of 0.2, 0.5, 0.7, and 1%. The resulting sparse shields achieved a mass reduction of up to 1.2 times, along with a significant decrease in computational cost. The dependences of shielding effectiveness on frequency and distance are provided. Furthermore, the frequency and distance dependencies of shielding effectiveness were evaluated, allowing for a comprehensive performance comparison between the sparse configurations and the original WG shield. Sparse shielding synthesized from a cubic WG can be integrated directly into the design process of lightweight shields for telecommunications, aerospace, and other industries. The proposed approach is applicable to various WG shielding topologies. It not only facilitates a significant reduction in mass while preserving acceptable electromagnetic performance, but also substantially mitigates the computational cost associated with numerical simulations.

Information about authors:

Canga Samuel Lucas, *Ph.D. Student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia. ORCID: 0009-0009-7809-9745*

Talgat R.h Gazizov, *Doctor of Engineering Sciences, Professor, Head of Department, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia. ORCID: 0009-0000-6287-1117*

Для цитирования:
Лукас К.С., Газизов Т.Р. Синтез разреженных экранов из кубической проводной сетки с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 53-61.

For citation:
C.S. Lucas, T.R. Gazizov, "Synthesizing sparse shields from a cubic grid wire using optimal current grid approximation," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 10, pp. 53-61.

1 Introduction

Search for approaches to reduce the mass, dimensions, and cost of electronic devices without degrading their performance remains one of the urgent problems. There are no universal methods to reduce them simultaneously and for arbitrary types of devices. Among these types an electromagnetic shield holds a special place. Implementing a shield to provide efficiency of devices of complex shapes can unacceptably increase all three critical characteristics (mass, dimensions, and cost). To overcome this problem, engineers are currently employing wire-grid (WG) electromagnetic shields that proved to be a perfect solution thanks to their lightness and flexibility [1-3].

As a rule, these structures offer high shielding effectiveness (SE) [4-6], provided that their parameters (such as material properties, cell size, geometric typology, etc.) are optimally selected for specific applications, successfully replacing conventional solid metallic counterparts. Furthermore, the WG was employed to ensure optical transparency and natural ventilation, which are vital for high-power electronics [5]. Meanwhile, it was found that, under the influence of an incident wave, the shield contained numerous wires that conducted low currents, which had a negligible impact on the overall shielding characteristics [7]. The removal of these redundant conductors not only reduced the total mass but also provided significant advantages with regard to transportation, installation efficiency, and advanced ventilation capabilities of the protected systems.

The OCGA allows precise control over the mass and performance characteristics of WG structures by eliminating conductors whose current magnitude is below a specified grid element elimination tolerance (GEET) [8, 9]. The resulting current distribution and electromagnetic characteristics are determined using the method of moments (MoM), widely adopted in electrodynamic modeling due to its accuracy and relatively low computational cost [10–12]. Previously, the effectiveness of OCGA was successfully demonstrated in the design of sparse WG antennas [13] and scatterers [14, 15]. Furthermore, this approach enabled the development of the first sparse shields synthesized from a square WG topology, achieving a 2.1 times mass reduction (with GEET = 20%) preserving shield performance characteristics [7]. However, shield effectiveness depends not only on parameters such as cell size and conductor radius, but also on the geometric typology of the shield. Therefore, it is useful to evaluate the applicability of OCGA to alternative configurations, particularly in closed topologies, such as a cubic shield.

The objective of this work is to synthesize sparse shields from a cubic WG using OCGA after preliminary comparison of sparse antennas, scatterers, and shields generation.

2 Comparative analysis of sparse antennas, scatterers, and shields generation

Here, we for the first time compare the process of generating sparse antennas, scatterers, and shields using OCGA. This comparative analysis cannot yet be objectively complete and accurate, at least, because of differing amount of performed research. Indeed, the investigations of sparse antennas have started the earliest (in 2023). These investigations initiated several useful OCGA modifications, but the number of antennas was small, and all antennas were of linear polarization. The investigations of sparse scatterers have begun relatively recently (since the beginning of 2025) and employed OCGA modifications designed for antennas, which allowed various types of scatterers to be studied in a short period of time. Finally, the investigation of sparse shields began in the second half of 2025, and the first results for the simplest (rectangle) shield was published only in one journal paper [7]. Therefore, fully objective comparison is complicated by the difference of the data to be compared. Nevertheless, this comparative analysis, no matter how incomplete or inaccurate it may seem, is still instructive since it can reveal factors that are important for future studies.

OCGA was first applied to antennas, and this approach was very simple. As it was found later, the reason for this simplicity was a source gap, which is a conductor section that has the potential difference between its ends of 1 V. This gap is a specific feature of excitation in the modeling of any antenna, and when modeling by the method of moments, the approach is reduced to a single solution of a system of linear equations with one right part consisting of zeroes except for the element that corresponds to the source gap equal to 1 V. From the solution vector, representing the currents in each wire, all necessary characteristics can be easily obtained. So, for example, the inverse of solution vector entry that corresponds to the same section with a source gap is the antenna input impedance that can be easily used to obtain an important for any antenna reflection coefficient. Furthermore, if we sum the computed by simple formula intensities of electric field in assigned space points, generated by each wire with known currents, we can obtain the main antenna characteristics such as its radiation patterns. These space points can be numerous but the key thing is that all computations for them are rapid, whereas the solution of SLAE, which requires the main computational cost, is performed only once.

OCGA application to scatterers initially seemed as simple as its application to antennas. Indeed, large-square WGs in both cases act as objects of direct sparsification. An example is a reflector antenna, which inherently contains a scatterer; it is this scatterer that is sparsified in the antenna. However, the antenna reflector is usually exposed only from one direction, while the scatterer must generally be exposed from all directions. Thus, the computation of an effective radar cross-section for one plane is usually performed from 0 to 360º with an angle step of no more than 10º, which requires minimum 36 calculations. To obtain 3D-patterns with the same step, we need 36×36=1296 computations. When a scatterer is modelled by the method of moments, each computation requires a separate solution of SLAE, because variations of exposure direction change the right part of SLAE. This considerably increases computational cost, even if we use single LU-factorization with multiple quick solutions of SLAE for each right part. However, further challenges remain. Indeed, each solution yields its own current distribution. If we eliminate scatterer wires only by the criterion of current limitations, then we need to eliminate different wires for each exposure direction; however, this is unacceptable. To solve this problem, Dang et al. [13] proposed to control the quantity of wires that remain in the sparsed scatterer for each exposure direction with an acceptable variation of scattering and to leave no more than the assigned quantity of wires in the

sparsed scatterer. This process complicates the algorithm of scatterer synthesis.

OCGA application to shields initially seemed similar to scatterers. Indeed, in this case, a large-square WG exposed by a plane wave is also an object of direct sparsification. In the meantime, antennas and scatterers are usually analyzed only for the far zone, whereas shields must be analyzed for the near zone as well. This analysis implies the SE computation not only for electromagnetic field, but also for electric and magnetic fields separately. Thus, not one but three characteristics must be controlled, which complicates the stability control because of different changes in these characteristics after sparsification. An additional feature is that shield sparsification may require control of these characteristics in directions that did not previously require control. This is not the case, for example, of a simple rectangular shield where control is exercised over the field, usually outside of the shield and often in one direction. However, for the closed shape shield (for example, cubic), one needs to compute the field inside the shield and not only alone the line but also over the plane or even the volume. In this case, the filed outside the shield is computed quiet rarely. However, large WG portions in many places and in various walls of the shield can disappear after the sparsification; therefore, the field in front of or outside them can considerably change. Moreover, one can need to analyze the shield not only in the most vulnerable direction (for example, for the plane wave orthogonally incident on a slot), but also in a plane of some angle or even in all directions, for both angles, as in the case of a scatterer. Of course, this feature does not compromise the idea of OCGA application to shields, but it can require considerably more complex and careful synthesis. On the other hand, it is not so surprising and can be quite acceptable if we realize that such a shield, «perforated» in many places but having lower mass and cost, will function almost the same as the previous shield. It is difficult to completely investigate all these features in one paper; therefore, we present here only the first steps in this direction.

3 Main stages of sparse shield synthesis using OCGA

The following stages are performed to synthesize sparse shields using OCGA:

Stage 1. Parameter initialization: determination of the incident wave parameters (polarization and frequency range) and the geometric characteristics of the original WG shield (cell size and conductor radius).

Stage 2. Current distribution calculation: evaluation of the current magnitude in each wire $|I_j|$ (j= 1, ..., N) for the original structure composed of N wires. The calculation is performed using MoM with pulse basis functions, solving a linear system **Zi** = **v** where **Z** is the impedance matrix, v is the excitation vector, and i is the unknown current vector.

Stage 3. Normalization and removal of WG elements: identification of the maximum current magnitude $|I|_{max}$ among all I_j elements, followed by normalization of the currents in the original structure using the relation $|I_j|_{norm}=(|I_j|/|I|_{max})\times100\%$. Then, a GEET limit is assigned from 0 to 100%. The wires that satisfy the condition $|I_j|_{norm}<$GEET are removed from the topology.

Stage 4. Sparse shield construction and performance evaluation: synthesis of the sparse shield configuration from the remaining segments. Consequent to the reduced number of conductors, both the total shield mass and the computational cost of the numerical analysis are substantially decreased. The SE is evaluated using expressions $SE_E=20\log_{10}(|E^0|/|E|)$ and $SE_H=20\log_{10}(|H^0|/|H|)$, where E^0 and H^0 represent the electric and magnetic field strengths of the incident wave, respectively, while E and H denote the total resulting fields (the superposition of the field scattered by the structure and the incident wave field).

4. Sparse WG shields in the form of a cube

The original structure is a closed shield synthesized from a cubic WG with sides of 0.6 m (Fig. 1). The WG is excited by a vertically polarized plane wave at a frequency (f) of 500 MHz (corresponding to a wavelength of λ=0.6 m) and an amplitude of 1 V/m, with incident angles defined as $\theta^{inc}=\varphi^{inc}=90°$. The center of the front face of the cube coincides with the origin of the coordinate system. The WG cell dimensions are 5×5 cm ($\lambda/12$), which satisfies the requirements specified in [5, 6]. The original shield comprises 1,728 wires with a radius of 0.8 cm (according to the equal area rule).

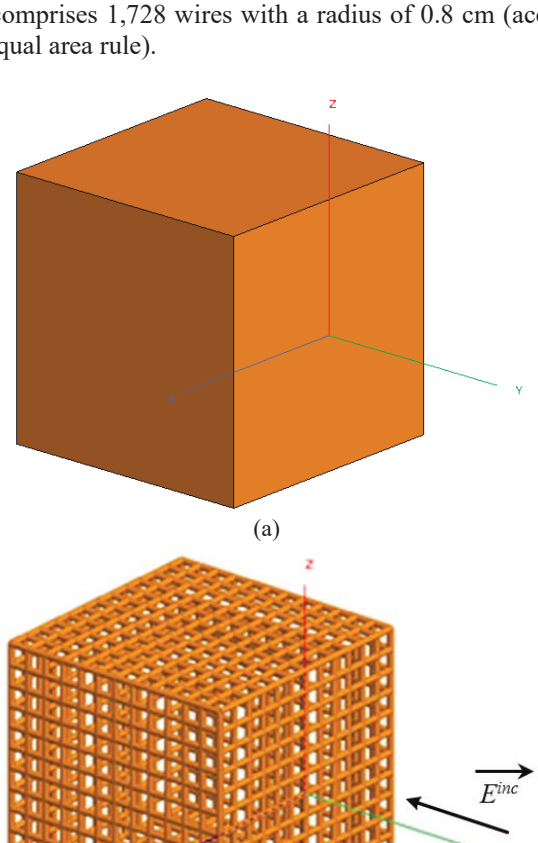


Fig. 1. Solid cube (a) and its WG equivalent (b)

To synthesize sparse shields, the current distribution (Stage 2) was determined at a design frequency of f=500 MHz. Figure 2 illustrates the sparse shields synthesized using OCGA with GEET of 0.2, 0.5, 0.7, and 1%. As observed, the sparse process eliminated a significant portion of the horizontal conductors, particularly on the shield face exposed to the incident wave. On the other hand, the vertical wires were preserved, because under excitation by a vertically polarized wave, the currents in them were much larger than those in the horizontal ones. Notably, despite the weight reduction of the cubic shield, the wire interconnections were fully maintained, thus preserving their structural integrity and mechanical strength.

This advantage distinguishes the cubic shield from the planar topology of [7]. The resulting mass reductions and computational cost savings for these models are summarized in Table 1.

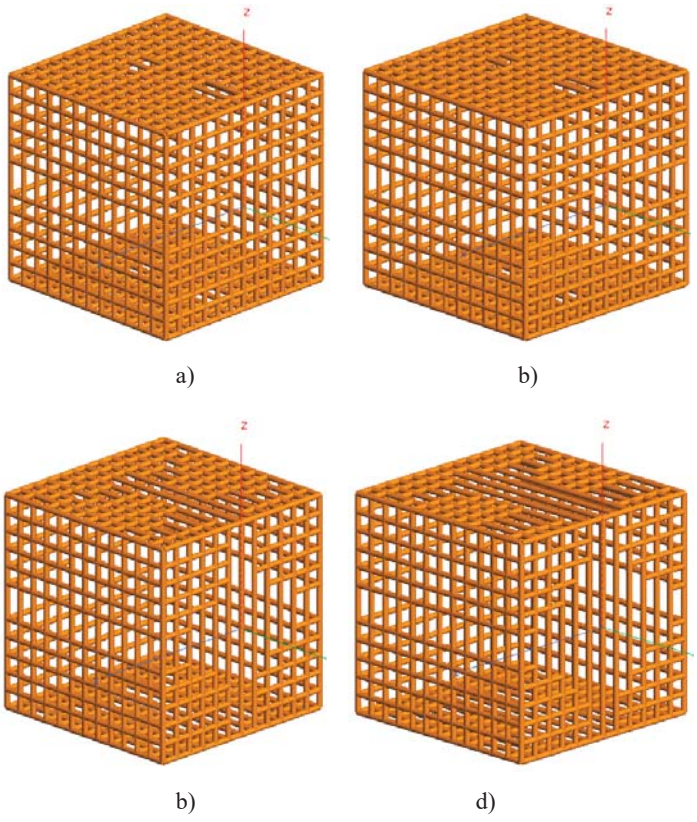


Fig. 2. Sparse shields when GEET=0.2% (a), 0.5% (b), 0.7% (c), and 1% (d)

Table 1

Reducing the mass and computational costs of sparse shields after OCGA

Structure	Number of segments	Weight reduction, times	Memory reduction, times	Time reduction, times
Initial WG	1728	1	1	1
GEET=0.2%	1664	1.04	1.08	1.13
GEET=0.5%	1588	1.1	1.21	1.33
GEET=0.7%	1560	1.11	1.23	1.37
GEET=1%	1500	1.2	1.44	1.73

5 Comparing the characteristics of shields from the original and sparse WG

The frequency dependencies of $|E|$ and $|H|$, as well as SE_E SE_H at the observation points (0, –0.2, 0), (0, –0.3, 0) – corresponding to the cube center – and (0, –0.4, 0), are illustrated in Figs. 3-5. It can be seen that the WG shielding exhibits resonance frequencies for both $|E|$ and $|H|$ approximately at f≈360, 560, 610, 740, 790, and 920 MHz. Based on these assessed values of $|E|$ and $|H|$, SEs were calculated, demonstrating that. Both the original and sparse shielding performed well, maintaining SE_E>30 dB within the 10–340 MHz, 380–540 MHz, and 630–720 MHz bands, while the SE_H remained above 40 dB across the entire analyzed frequency range.

The sparse shielding configurations designed at GEET=0.2 and 0.5% demonstrated excellent agreement in shielding performance with the original WG structure. Notably, at GEET=0.7% and 1%, the sparse configurations outperformed the original shield, specifically, in terms of $|E|$ for the f≈10-200, 420-590, and 640-780 MHz, and in terms of $|H|$ for the f≈390-1000 MHz. On the other hand, higher GEET levels also tended to increase deviations in the characteristics of the sparse shields from the original structure in specific bands, mainly at f≈200-330 MHz. This behavior is attributed to three main factors. First, increasing GEET leads to the removal of conductors carrying higher currents, which directly alters the electromagnetic field distribution. Second, the structural optimization was performed exclusively at the design frequency of 500 MHz, rendering the sparse structure sub-optimal at other frequencies. Thirdly, the current phases are directly influenced by the organization of each segment within the structure, whereas the main OCGA approach is based exclusively on the magnitudes of the currents and neglects phase information, which induces additional deviations in the characteristics. However, an increase in GEET results in a proportional reduction in both shield mass and computational cost. The average deviations in shielding characteristics are summarized in Table 2.

Table 2

Deviations of the SE of sparse WG shield from the original one

GEET, %	Average deviation, dB					
	f=10–1000 MHz		(0, y, 0)		(x, –0,3, 0)	
	SE_E	SE_H	SE_E	SE_H	SE_E	SE_H
0.2	1.6	0.9	1.2	1	0.77	1
0.5	2.4	3	3.3	2	3.49	2.9
0.7	6.5	4	7	4.9	2.24	4
1	7	7.5	11.9	6.7	4.75	9

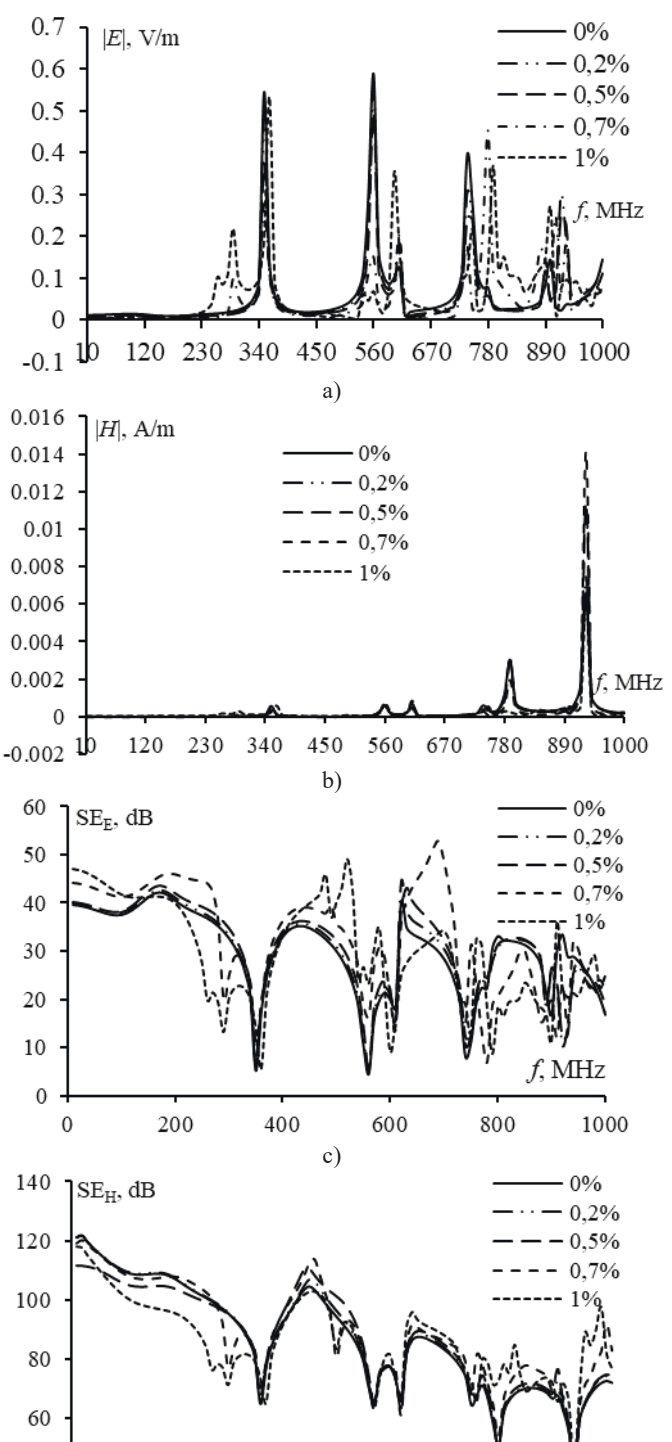


Fig. 3. Frequency dependences of $|E|$ (a), $|H|$ (b), SE_E (c) and SE_H (*d*) at the point (0, –0.2, 0)

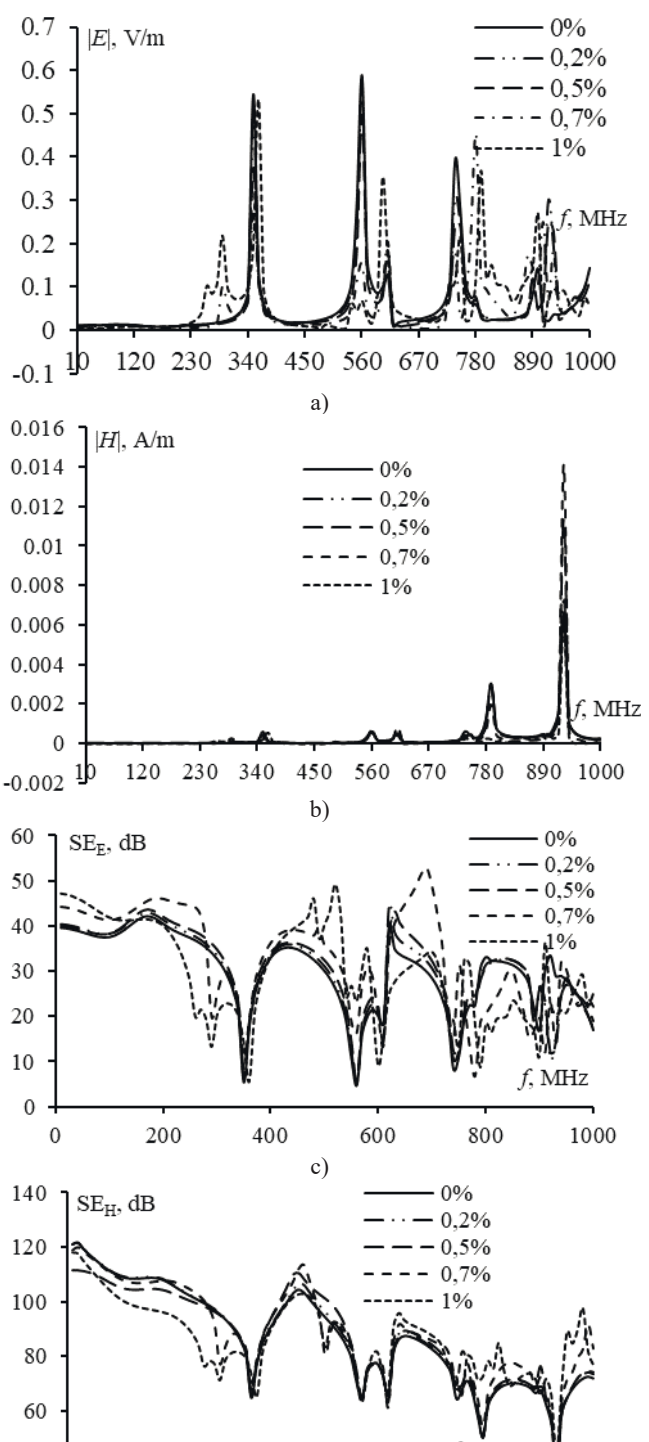


Fig. 4. Frequency dependences of $|E|$ (a), $|H|$ (b), SE_E (c) and SE_H (d) at the point (0, –0.3, 0)

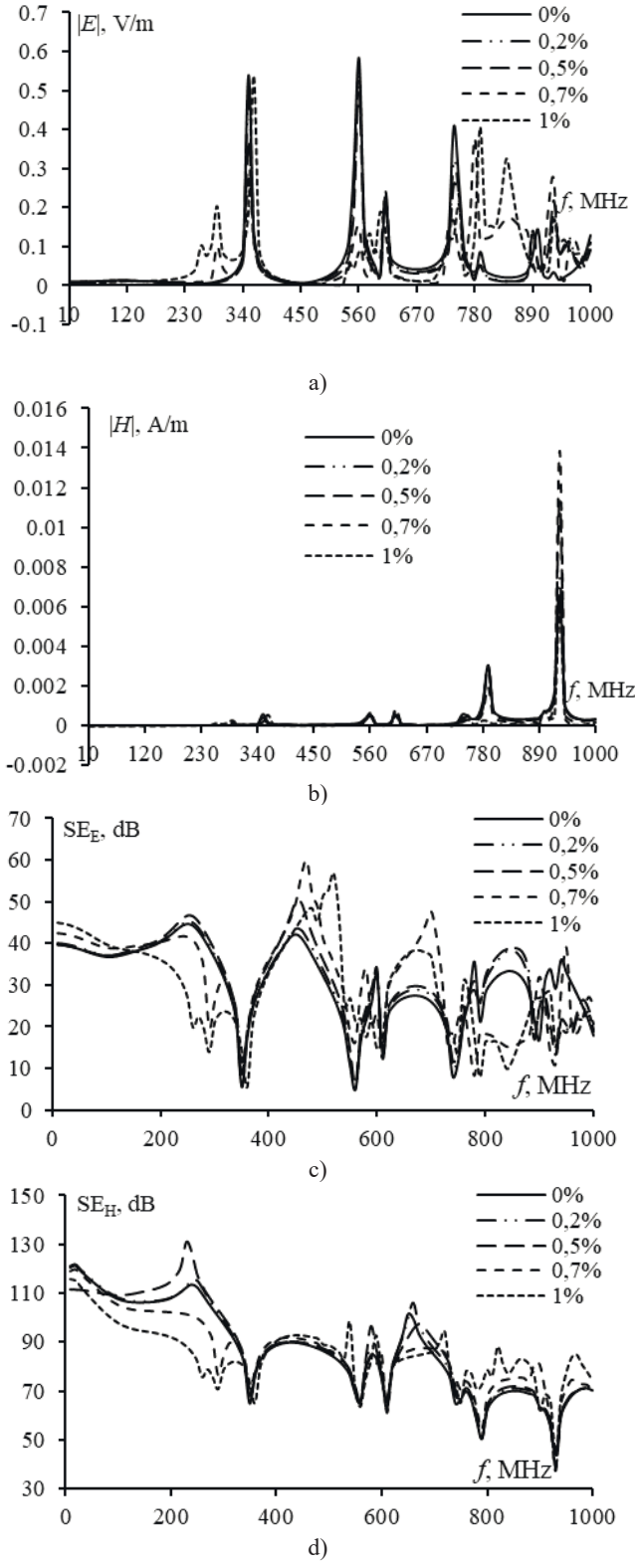
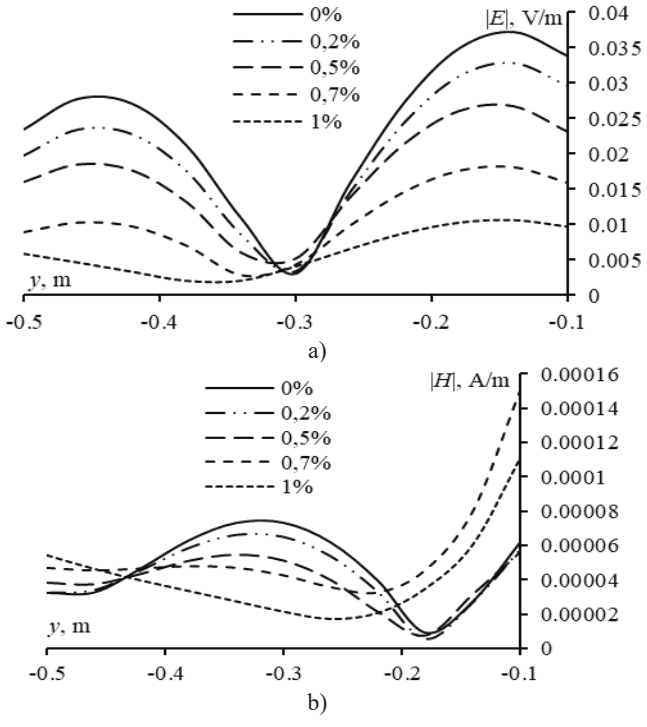


Fig. 5. Frequency dependences of |*E*| (a), |*H*| (b), SE_E (c) and SE_H (d) at the point (0, –0.4, 0)

According to standard [5, 6], to ensure a denser barrier against electromagnetic interference (EMI) using a WG shield, particularly for specialized electronic devices, requires a reduced cell size, down to λ/50; however, this increases the mass. To mitigate this, rather than diminishing the cell size to improve the SE, it is sufficient to reduce the mass using the OCGA, which substantially increases the effectiveness of the shields.

Figures 6 and 7 illustrate the relationships between the characteristics and the distance at *f*=500 MHz. At the points (0, *y*, 0) in Figure 6, the total |*E*| on the front face is larger than that on the back face. This behavior occurred because the front face was directly exposed to the incident wave, which induced higher current magnitudes in its wires. As the observation point shifted away from the source toward the center of the shield, |*E*| decreased to a minimum at *y*=–0.3 m, whereas |*H*| increased. Consequently, the SE_E at the center outperformed the other points along the (0, y, 0), peaking at y = –0.3 m (≈49 dB); the maximum SE_H was observed near the front face, peaking at *y*=–0.18 m (≈101 dB). At the specified frequency, for most points, the SE_E and SE_H values of the sparse shields also proved to be even better than those of the original shielding, especially at GEET=1%. At points (*x*, -0, 3, 0) in Figure 7, |*E*| increases from the center to the edges, while |*H*| decreases, which naturally exhibits the inverse behavior of SE. This demonstrates that |*E*| is larger and |*H*| is smaller near the lateral faces compared to the center.

Hence, it is evident that the induced currents along the pair of lateral faces were symmetric, unlike the asymmetric distribution on the front and back faces. Here, a superiority of the sparse shields over the original one was also observed at many points, exhibiting a higher SE. These results confirm again confirm the effectiveness of lightweight shielding for potential applications in various areas of science and technology where reasonable mass control is required, but with improved performance. The average deviations of the sparse configurations relative to the original shield are summarized in Table 2. Note that the largest average deviations were directly associated with the performance superiority of the sparse shielding configurations over the original structure.



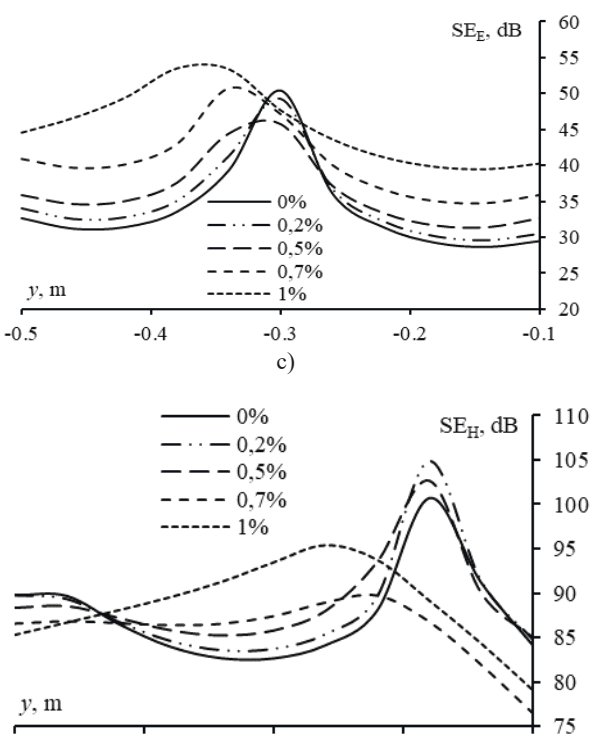
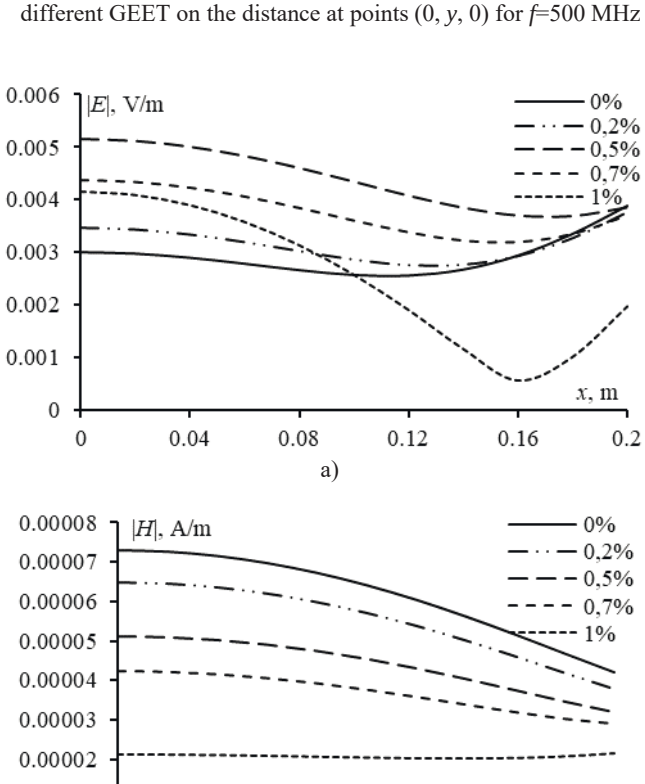


Fig. 6. Dependences of $|E|$ (a), $|H|$ (b), SE_E and SE_H of shields with different GEET on the distance at points (0, y, 0) for f=500 MHz



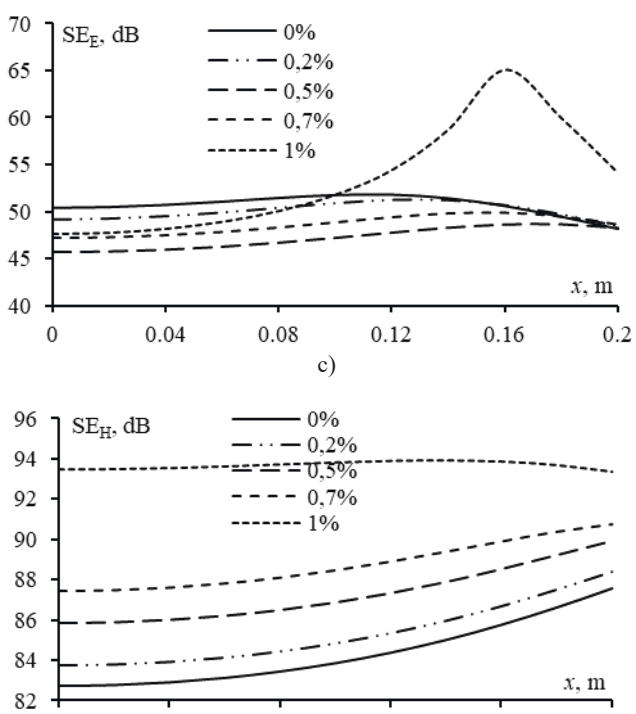


Fig. 7. Dependences of $|E|$ (a), $|H|$ (b), SE_E and SE_H of shields with different GEET on the distance at points (x, –0.3, 0) for f=500 MHz

Finally, the OCGA application to a closed structure helps not only to reduce the shield mass but also to enable precise control over its electromagnetic characteristics while fully preserving mechanical strength. This represents a critical advantage over the planar topology where the removal of elements caused the remaining wires to lose galvanic connectivity. Although applying the OCGA to the cubic model yielded a smaller mass reduction compared to the planar case, the shielding performance was significantly enhanced, even at GEET = 1%. The GEET value can therefore be tailored based on the operational requirements to ensure the necessary level of electromagnetic interference protection.

6 Conclusions

After comparative analysis of sparse antennas, scatterers, and shields generation, the sparse shields were successfully synthesized from a cubic WG topology using the OCGA, and their shielding performance was comprehensively evaluated against the original structure. This approach achieved up to a 1.2 times mass reduction while simultaneously enhancing performance across both frequency and distance dependencies.

The main physical causes underlying the characteristic deviations in certain frequency ranges and observation points were identified. Although the sparse cubic WG shielding configurations yielded a more conservative mass reduction compared to the 2.1 times reduction reported for the planar structure in [7], they delivered significantly superior shielding characteristics.

Future research will focus on maximizing mass reduction and minimizing characteristic deviations through modernization of the OCGA design, as well as on evaluating effectiveness at higher frequency bands.

Funding: This research was funded by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation project FEWM-2026-0007.

References

[1] T.P. Dang, "Corner Reflector and Key Electromagnetic Scattering Modelling Techniques: A 10-Year Review," *Systems of Control, Communication and Security.*, no. 3, pp. 35–120, Sep. 2025. doi: 10.24412/2410-9916-2025-3-035-120 (in Russian).

[2] M.T. Nguyen, "Innovative approaches to the design of sparse wire-grid antennas: development of algorithms and evaluation of their effectiveness," *Systems of Control, Communication and Security.*, no. 4, pp. 1-47, Jun. 2024. doi: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047 (in Russian).

[3] K. Park, S. Lee, I. S. Park, C. W. Seo, S. S. Yoon, and J. W. Lee, "Optimized Wire Grid Modeling Method for Complex Metal Mesh Fabrics Using Waveguide-Contact Measurement," *Sensors.*, vol. 26, no. 8, pp. 2445–2459, Apr. 2026. doi: 10.3390/s26082445.

[4] D. Marinković, R. F. Colmenares-Quintero, and D. Kepić, "Advanced EMI shielding materials for the future," *Electromagnetic Interference Shielding Materials: Graphene Based Composites and Beyond.*, vol. 1, no. 1, pp. 193–246, Jan. 2026. doi: 10.1016/B978-0-443-36630-7.00007-7.

[5] IEEE, "IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures: IEEE Std 299-2006 (Revision of IEEE Std 299-1997)," *IEEE Std 299-2006.*, pp. 1–52, Oct. 2007. doi: 10.1109/IEEESTD.2007.323363.

[6] H. W. Ott, "Electromagnetic Compatibility Engineering," *John Wiley & Sons.*, pp. 1–872, Aug. 2009. doi: 10.1002/9780470508510.

[7] K. S. Lukas, T. F. Dang, and T. R. Gazizov, "Sparse Electromagnetic Shields Made of Wire Mesh," *Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.*, vol. 28, no. 4, pp. 13–19, Dec. 2025. doi: 10.21293/1818-0442-2025-28-4-13-19.

[8] M. T. Nguyen, A. F. Alhadj-Hasan, and T. R. Gazizov, "Development and Application of New Approaches to the Modeling and Design of Sparse Wire Mesh Antennas," Journal of Radio Electronics, no. 6, Jun. 2024. doi: 10.30898/1684-1719.2024.6.6.

[9] M. T. Nguyen, T. R. Gazizov, and A. F. Alhadj-Hasan, "Antenna Modeling by the Method of Moments: Approximation of a Surface by Wires," *Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.*, vol. 26, no. 2, pp. 51–71, Jun. 2023. doi: 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71.

[10] W.C. Gibson., "The method of moments in electromagnetics. 3rd Edition," *Electronics*, vol. 3rd Edition, no. 3, p. 510, Сент. 2021. doi: 10.1201/9780429355509.

[11] T. P. Dang, A. F. A. Hasan, and T. R. Gazizov, "Analyzing the Wire Scatterer Using the Method of Moments with the Step Basis Functions," *2024 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, pp. 1–8, Jun. 2024. doi: 10.1109/WECONF61770.2024.10564653.

[12] S. Celozzi, R. Araneo, P. Burghignoli, and G. Lovat, "Electromagnetic Shielding: Theory and Applications," *John Wiley & Sons: IEEE Press*, 2nd ed., pp. 1–563, Jun. 2023. doi: 10.1002/9781119782551.

[13] T.P. Dang, M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, and T.R. Gazizov, "Generation of Sparse Antennas and Scatterers Based on Optimal Current Grid Approximation," *Algorithms.*, vol. 18, no. 3, p. 171, Mar. 2025. doi: 10.3390/a18030171.

[14] M. T. Nguyen, A. F. A. Hasan, and T. R. Gazizov, "Generating Sparse Wire-Grid Antennas Using Maximum Current-Based Optimal Current Grid Approximation," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 2, pp. 652–663, Apr. 2026. doi: 10.1109/OJAP.2025.3543559.

[15] T. P. Dang, "Sparse Electromagnetic Scatterers Made of Wire Mesh and Algorithms for Their Modeling," Ph.D. thesis, *Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.*, *Tomsk, Russian Federation*, Dec. 2025.

СИНТЕЗ РАЗРЕЖЕННЫХ ЭКРАНОВ ИЗ КУБИчЕСКОЙ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ С ПОМОЩЬЮ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

Лукас Канга Самуел, *государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия,* ***cangasamuel01@yandex.ru***

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

Аннотация

Снижение массы радиоэлектронных устройств остается одной из важных задач. Вместе с тем, растет и интерес к созданию легких электромагнитных экранов. Использование аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС) показало эффективность в создании разреженных экранов из квадратной проводной сетки (ПС), позволявшей снизить массу экрана до 2,1 раза с приемлемыми характеристиками. Однако на характеристики экрана влияет и его форма, поэтому целесообразно рассмотреть АОТС для получения разреженных экранов из ПС в виде куба. Цель работы - синтез разреженных экранов из кубической ПС с помощью АОТС. После сравнительного анализа синтеза разреженных антенн, рассеивателей и экранов. выполнено моделирование структур экранов методом моментов. Получены 4 разреженных экрана из ПС в виде куба с помощью АОТС с допусками удаления элементов сетки 0,2, 0,5, 0,7, 1%. Приведены уменьшения массы (до 1.2 раза) и вычислительных затрат для разреженных экранов. Представлены зависимости эффективности экранирования от частоты и от расстояния. Сравнены характеристики разреженных и исходного экранов из ПС. Разреженные экраны из ПС в виде куба могут быть внедрены в процесс проектирования легких экранов для телекоммуникационной, аэрокосмической и других отраслей. Предложенный подход может быть применен для различных типов экранов из проводной сетки и помогает не только снижению массы, сохраняя приемлемые радиотехнические характеристики, но и сокращает вычислительные затраты на моделирование.

Ключевые слова: *проводная сетка, аппроксимация оптимальной токовой сеткой, разреженные экраны, эффективность экранирования.*

Литература

1. *Данг Т. Ф.* Отражатель уголковый и ключевые методы моделирования рассеяния электромагнитных волн: 10-летний обзор // Системы управления, связи и безопасности. 2025. № 3. С. 35-120. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-3-035-120.
2. *Нгуен М. Т.* Инновационные подходы к проектированию разреженных проводных сеточных антенн: разработка алгоритмов и оценка их эффективности // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 4. С. 1-47. DOI: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047.
3. *Park K.* Optimized Wire Grid Modeling Method for Complex Metal Mesh Fabrics Using Waveguide-Contact Measurement / K. Park, S. Lee, I. S. Park [et al.] // Sensors. 2026. Vol. 26, no. 8. P. 2445-2459. DOI: 10.3390/s26082445.
4. *Marinkovic D., Colmenares-Quintero R. F., Kepic D.* Advanced EMI shielding materials for the future // Electromagnetic Interference Shielding Materials: Graphene Based Composites and Beyond. 2026. Vol. 1, no. 1. P. 193-246. DOI: 10.1016/B978-0-443-36630-7.00007-7.
5. IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures: IEEE Std 299-2006 (Revision of IEEE Std 299-1997). New York : IEEE, 2007. 52 p. DOI: 10.1109/IEEESTD.2007.323363.
6. *Ott H. W.* Electromagnetic Compatibility Engineering. Hoboken : John Wiley & Sons, 2009. 872 p. DOI: 10.1002/9780470508510.
7. *Лукас К.С., Данг Т.Ф., Газизов Т.Р.* Разреженные электромагнитные экраны из проводной сетки // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2025. Т. 28, № 4. С. 13-19. DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-4-13-19.
8. *Нгуен М. Т.* Инновационные подходы к проектированию разреженных проводно-сеточных антенн: разработка алгоритмов и оценка их эффективности // Системы управления, связи и безопасно-сти. 2024. № 4. С. 1-47. DOI: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047.
9. *Нгуен М. Т.* Моделирование антенн методом моментов: аппроксимация поверхности проводами / М. Т. Нгу-ен, Т. Р. Газизов, А. Ф. Алхадж-Хасан // Доклады Томского государственного университета систем управ-ления и радиоэлектроники. - 2023. - Т. 26, № 2. - С. 51-71. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71.
10. *Gibson W. C.* The method of moments in electromagnetics. 3rd ed. Boca Raton : CRC Press, 2021. 510 p. DOI: 10.1201/9780429355509.
11. *Dang T. P., Hasan A. F. A., Gazizov T. R.* Analyzing the Wire Scatterer Using the Method of Moments with the Step Basis Functions // 2024 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF) : proceedings of the International Conference (St. Petersburg, 3-7 June 2024). IEEE, 2024. P. 1-8. DOI: 10.1109/WECONF61770.2024.10564653.
12. *Celozzi S., Araneo R., Burghignoli P., Lovat G.* Electromagnetic Shielding: Theory and Applications. 2nd ed. Hoboken : John Wiley & Sons : IEEE Press, 2023. 563 p. DOI: 10.1002/9781119782551.
13. *Dang T. P., Nguyen M. T., Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R.* Generation of Sparse Antennas and Scatterers Based on Optimal Current Grid Approximation // Algorithms. 2025. Vol. 18, no. 3. P. 171. DOI: 10.3390/a18030171.
14. *Nguyen M. T., Hasan A. F. A., Gazizov T. R.* Generating Sparse Wire-Grid Antennas Using Maximum Current-Based Optimal Current Grid Approximation // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2026. Vol. 7, no. 2. P. 652-663. DOI: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
15. *Данг Т. Ф.* Разреженные электромагнитные рассеиватели из проводной сетки и алгоритмы для их моделирования : дис. ... канд. техн. наук : 2.2.13 / Данг Туан Фыонг ; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. - Томск, 2025. - 165 с.

Информация об авторах:

Лукас Канга Самуел, *аспирант, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия. ORCID: 0009-0009-7809-9745*

Газизов Тальгат Рашитович, *д.т.н., проф., заведующий каф., Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия. ORCID: 0009-0000-6287-1117*

DEVELOPMENT OF A METHOD FOR PREDICTING THE FOLLOWER SPEED IN CAR-FOLLOWING MODEL

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-62-68

Mikhail G. Gorodnichev,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, ***m.g.gorodnichev@mtuci.ru***

Marina V. Yashina,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, ***m.v.yashina@mtuci.ru***

Marina S. Moseva,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, ***m.s.moseva@mtuci.ru***

Anastasia D. Lipatova,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, ***a.d.lipatova@mtuci.ru***

Manuscript received 05 August 2026;
Accepted 07 October 2026

Keywords: *machine learning, traffic flow, car-following model, big data processing, traffic flow modeling, data-driven models*

Amid rapid growth in car ownership, the spread of car-sharing, and the emergence of highly automated vehicles, the strain on road infrastructure continues to increase, leading to traffic congestion, reduced travel efficiency, and rising harmful emissions. Addressing these issues requires more sophisticated traffic flow management, which is achieved through modeling in particular, using microscopic car-following models that describe the behavior of individual drivers based on the actions of the leading vehicle. To collect real-world data, a client-server application has been developed to implement a data-driven car-following model. The paper describes data collection in urban traffic and on highways, as well as data processing. An LSTM-based model was developed to predict the speed of a following vehicle based on time series data that include motion dynamics, interactions with the lead vehicle, and the surrounding environment. The input data included current speed, distance to the lead vehicle, direction of travel, weather conditions (temperature, precipitation), as well as driver characteristics (age, driving experience, gender) and vehicle characteristics (model, year of manufacture). The results of the speed prediction for the following vehicle were obtained based on data about the road user describing its movement, environmental conditions, and the driver's condition. The results demonstrate the model's potential but highlight the need for further improvements in data quality. Moving forward, we plan to expand the dataset to include a wider variety of driving scenarios, add a new source of distance data, and improve the user experience by implementing recommendations for optimal speed and distance.

Information about authors:

Mikhail G. Gorodnichev, *Ph.D. of Engineering Sciences, Associate Professor, Head of the Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia. ORCID: 0000-0003-1739-9831*

Marina V. Yashina, *Ph.D. of Engineering Sciences, Professor, Professor of the Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia. ORCID: 0000-0001-8810-918X*

Marina S. Moseva, *Ph.D. of Engineering Sciences, Associate Professor of the Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia. ORCID: 0000-0002-9778-124X*

Anastasia D. Lipatova, *senior lecturer of the Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia. ORCID: 0009-0005-5966-4367*

Для цитирования:
Городничев М.Г., Яшина М.В., Мосева М.С., Липатова А.Д. Разработка метода прогнозирования скорости следования за автомобилем в модели следования за лидером // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 62-68.

For citation:
M.G. Gorodnichev., Yashina M.V., Moseva M.S., Lipatova A.D., "Development of a method for predicting the follower speed in car-following model," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 10, pp. 62-68.

Intoduction

Today, as car ownership continues to grow at a rapid pace and the number of vehicles on the roads increases year after year, the demand for travel on urban and intercity road networks is also on the rise [1].

In addition to ongoing urbanization, the growth in the number of cars is also influenced by the widespread adoption of car-sharing. Furthermore, highly automated vehicles are emerging [2].

As a result of the growing strain on road infrastructure which often cannot expand at the same rate as the increase in car ownership many cities are facing worsening traffic congestion, a decrease in effective travel time, and higher levels of harmful emissions into the atmosphere, which have a detrimental effect on public health [3].

This growing strain on street and highway networks calls for more effective traffic flow management. Traditional approaches, such as widening roads or optimizing traffic light operations, are proving insufficient. To ensure sustainable and adaptive traffic management, there is a growing reliance on strategies based on data collected in real-world conditions. Thanks to such strategies, it is easier to respond to traffic conditions in real time, anticipate traffic congestion, and ensure safer and more efficient vehicle movement [4].

The strategies described above are implemented through modeling. Among the various types of traffic models, microscopic models that simulate the behavior of individual vehicles are of particular interest. One class of such models consists of leader-follower models [5]. They describe how a driver behaves in various situations depending on the actions of the lead vehicle. These models are essential for understanding and simulating driver behavior on the road.

At present, the taxonomy of leader-following models is still in its early stages of development. In [6], two broad groups are identified: traditional (also known as mathematical) models and data-driven models. This paper will use the classification based on these two broad groups.

Traditional car-following models have been studied since the dawn of automobile traffic, beginning in the 1930s. In turn, data-driven models have become widespread with the development of computing power and methods for big data analysis and machine learning. Each class has certain advantages and limitations, determined by its underlying assumptions, methodological framework, and intended application.

The strength of mathematical models lies in their interpretability. The model parameters have clear physical meanings such as reaction time or the desired safe distance which significantly enhances their applicability to theoretical research [7]. These models do not require significant computational power and are relatively simple to implement, which contributes to their widespread use in traffic simulation programs and real-time control systems.

On the other hand, many traditional models are based on idealized assumptions, such as homogeneous traffic flows, constant driver behavior, and single-lane traffic without interference. In real-world traffic conditions, driver behavior is not so easy to predict and is context-dependent; it is influenced by psychological, weather-related, and situational factors that cannot always be captured using a fixed set of equations [8]. As a result, traditional models are often unable to account for varying road conditions or geographical contexts. Furthermore, the results of such models may depend on calibration.

Among data-driven models, approaches such as artificial neural networks (ANN), long short-term memory (LSTM) networks, convolutional neural networks (CNN), and hybrid CNN-LSTM architectures can be identified.

The main advantage of data-driven models lies in their ability to capture subtle patterns in driver behavior, including reaction delays, inconsistent responses, and adaptation to the surrounding environment. This makes them well-suited for more flexible, scalable, and generalizable modeling [9].

However, these models also have certain limitations. The main problem is their reliance on extensive, high-quality data, which is needed to ensure that the models are trained effectively. Furthermore, deep learning-based models often function as “black boxes,” offering only limited interpretability, and it can be difficult to understand the causal mechanisms underlying their predictions. This can pose challenges when developing applications that require safety guarantees [10].

The choice between traditional and data-driven car-following models depends on specific requirements. Traditional models are characterized by reliability, simplicity, and analytical clarity, making them suitable for fundamental research and traffic engineering. Data-driven models, in turn, can provide flexibility and high forecasting accuracy by taking into account a wider variety of features; however, this makes them suitable for applications requiring detailed modeling of driver behavior only when sufficient data is available. Furthermore, research is ongoing aimed at combining these two classes of models for example, into a hybrid model, as done by the authors of [11].

In real-world traffic, driver behavior is heterogeneous and context-dependent. Reactions to changes in the lead vehicle’s distance and speed vary over time, and environmental factors (weather, road type) and individual driver characteristics lead to nonlinearities and reaction delays. These effects are poorly captured by the fixed equations of traditional models, which reduces their transferability across locations and scenarios.

Therefore, this paper proposes using a Long Short-Term Memory (LSTM) recurrent neural network as the primary method for solving the problem of predicting the speed of a following vehicle. This choice is based on the LSTM’s ability to effectively model long-term temporal dependencies, which are key to understanding the dynamics of a driver’s behavior when following a lead vehicle. The novelty of this work lies in its comprehensive approach: from the development of a custom client-server application for data collection to the application of the LSTM architecture to build a model based on real-world urban traffic conditions.

One of the main challenges of data-driven car-following models is the need to account for temporal dependencies in driver behavior. The decisions a driver makes in a given situation are based not only on the current state of the environment but also depend on previous actions, such as recent changes in speed or the distance to the vehicle ahead. Traditional models, which often rely on snapshot data, cannot fully capture this dynamic context.

To address this problem, the LSTM architecture is typically used a type of recurrent neural network designed to process sequential data. LSTM networks contain memory cells and block-

ing mechanisms that allow the necessary information to be retained at different time steps. This structure makes them well-suited for modeling time series, such as vehicle motion data. Similarly, [11] highlighted the effectiveness of LSTM-based models in capturing the dynamics of a vehicle following a lead vehicle and noted their widespread use in the research community.

However, it is important to note that LSTM is not the only effective solution in this area of modeling. A wide range of alternative architectures, including hybrid CNN-RNN approaches, have shown promising results in the tasks under study. In this work, LSTM is used as a starting point [12].

Among researchers, there are several popular datasets that have proven effective when using machine learning in data-driven models. These include NGSIM [13], highD [14], Waymo [15], and Woven Planet (formerly the Toyota Research Institute – Advanced Development) [16].

Nevertheless, even the datasets listed above have a number of limitations that can negatively affect the predictive power of the trained models. This is discussed, for example, by the researchers in [17]. Here are some of the key points regarding these limitations that the authors highlight in their publication:

• vehicle positioning errors due to insufficient video accuracy when objects overlap, as well as low camera resolution (640x480 pixels). These errors result in unrealistic speed and acceleration values, including sudden spikes that distort the dynamics of motion.

• the trajectories show negative distances between vehicles, which is physically impossible.

• NGSIM covers only short road segments (up to 640 m) and short time intervals (15 to 45 minutes), which limits the generalizability of the results.

In general, datasets are often limited by specific geographic, infrastructural, or weather conditions. They may not provide sufficient diversity in driver behavior. In addition, privacy and access restrictions may prevent their use in certain applications or research. Consequently, the task of independently collecting data under real-world road conditions is of particular importance.

1 Data collection method

As part of this project, a client-server application was developed for data collection. Devices running the Android operating system act as clients. The application's architecture includes a client component installed on the user's smartphone and a server component located on a remote server. The client-side collects data from the device's sensors (coordinates, speed, direction), while the server-side receives this data, calculates the distance between vehicles, stores the information in a database, and provides an API for accessing the data. The architecture of the developed application is shown in Figure 1.

The app's usage scenario involves creating a user profile. Before the trip, you must enter information about yourself; this information will remain anonymous, as you are not required (and there is no option to do so) to provide your name, phone number, or email address. Enter your vehicle's details: model and year [18-22].

The user is then taken to the main screen, where they can control the app's main functions: start data transmission, stop data transmission, and change the server. When the "Start Data Transmission" button is pressed, the screen displays the current coordinates, speed, and status (leader or follower).

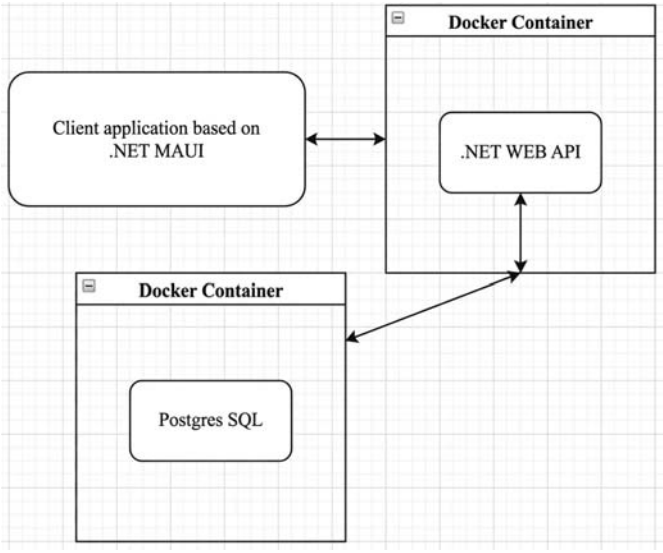


Fig. 1. Architecture of a client-server application

The app begins transmitting the car's position data using the Plugin.Geolocator library. The OnPositionChanged event handler retrieves the current coordinates, speed, and heading angle. Additionally, when new values are received, the information is serialized into a JSON object and sent to the server; this occurs once per second. The generated JSON object is sent to the server via an HTTP POST request. The process for sending weather data works in a similar way, but this occurs once an hour. When the location data for the two cars is received by the server, the distance between them is calculated and the result is recorded in a separate table in the database.

On the server, several controllers have been created, each of which contains several endpoints for writing information to the database or sending it to the client-side. Among these endpoints is /api/MainData, which is responsible for processing POST requests received from the client. In addition, this controller is responsible for automatically determining the leader. Other controllers on the server contain methods that check whether cars are on the same road and whether they are moving in the same direction.

The "Finish Data Transfer" button completes the data transfer process and clears the screen of information displayed from the previous session. In the profile menu, the user can add several more vehicles if the data is being collected by the same person but from a different vehicle.

All information received from the client is recorded via server-side logic into a relational database, where several tables have been created to store information about vehicles, users, general data, and weather data, as well as a table containing the calculated distance.

Data was collected through experimental drives on various roads in the Moscow Region, including both highways and city streets. The dataset included both periods of free-flowing traffic, with vehicles maintaining roughly the same distance from one another and traffic jams. In total, the trips take about 160 minutes.

The processing of the collected data involved several steps. Python libraries such as pandas and numpy were used for this purpose.

Data was standardized to a single format. Each record contained a timestamp in milliseconds. The dataset was then manu-

ally segmented into individual trips, identified by new "trip id" fields. These segments correspond to different data collection sessions, each of which has its own movement patterns.

Several filtering methods were used to eliminate noise in the velocity and position data caused by connection failures. Among these methods was the removal of velocity spikes. Unrealistic velocity spikes were removed using a threshold-based moving average filter.

The beginning and end of trips during which vehicles were either stationary or moving toward a parking lot or gas station were excluded. These time intervals are not relevant for modeling active vehicle behavior and could have introduced noise into the training process.

Some data points contained unrealistic zero-speed values; for example, the car was traveling at 0 km/h at the 55th second, while a speed of 78 km/h was recorded at the 54th and 56th seconds. In such cases, the zero value was considered an error and was replaced with the average of the adjacent values. This type of interpolation helped correct anomalies in the data caused by GPS malfunctions and ensure physical plausibility.

Speed values that were more difficult to identify have been removed: for example, at the 28-second mark, there are 3 entries with a speed of zero for the user and 2 entries with a speed of 57 km/h. In such cases, a non-zero speed was considered the correct value.

There were also instances where, due to an unstable internet connection on mobile devices, the system was unable to calculate the distance between the leader and the follower at certain points in time. These gaps were filled using linear interpolation via the pandas.interpolate() method. This ensured the continuity of the time series and enabled the model to process the data.

The dataset was divided into training, test, and validation sets in a 70/20/10 ratio. The training set was used to train the model and tune its hyperparameters, while the test set was used to evaluate its performance on previously unseen data. The validation set was used for interim evaluation of the model during training. The total dataset consisted of 9,600 records.

As part of the data processing, categorical variables were also coded. User gender was coded as a binary variable: 0 for male, 1 for female. This allowed the model to potentially account for behavioral differences in driving styles.

Driving experience is represented as a numerical value indicating the number of years since obtaining a driver's license, which implies the following: generally speaking, the longer the driving experience, the more experienced the driver. The year the vehicle was manufactured was also included, based on the assumption that newer vehicles may be more responsive to steering.

The car model was encoded using one-hot encoding, which converts car makes and models into binary vectors. This allowed the model to account for the influence of a specific car on driver behavior.

The LSTM-based model was trained to predict the speed of the following vehicle based on a time series of contextual characteristics that reflect both the vehicle's own dynamics and its interaction with the environment and the lead vehicle.

The model consists of a single LSTM layer with 256 hidden neurons, followed by a fully connected layer for predicting the target variable the follower's speed. The model was trained using the Adam optimizer, and the mean squared error (MSE) was used as the loss function. Early stopping was also applied after 5 epochs without improvement, and training was conducted with a batch size of 64 for 20 epochs using a GPU.

To evaluate the effectiveness of the selected LSTM architecture and justify its advantages over other approaches, a comparative analysis was conducted as part of this study. Three main configurations were examined:

1. A ngle-layer LSTM with 256 hidden neurons (base model).
2. A two-layer LSTM with 128 hidden neurons in each layer.
3. A hybrid CNN-LSTM architecture, in which a convolutional layer preprocesses the input sequences to extract local features, and an LSTM layer then models temporal dependencies.

A grid search procedure was used to tune the key hyperparameters for each of these configurations (number of neurons, batch size, learning rate). The grid search space was as follows:

1. Window length W ∈ {5, 10, 20}
2. Number of hidden units H ∈ {64, 128, 256}
3. Dropout ∈ {0.0, 0.2, 0.5}
4. Learning rate l ∈ {1e-2, 5e-3, 1e-3}
5. Ba h size ∈ {32, 64, 128}

The search was carried out using a grid of values, and the RMSE metric on the validation set (extracted from the training set) was used as the performance criterion for selecting the optimal configuration. This made it possible not only to select the best parameters for the base model, but also to objectively compare the performance of different architectures. The final configuration was chosen as a compromise between training accuracy and stability: W=[20], H=[256], dropout=[0.2], lr=[1e-2], batch=[64].

The following were used as input data for the model: current speed, distance to the vehicle in front and direction of travel, as well as environmental conditions such as temperature and precipitation in millimetres. To account for variations in behaviour, the model also incorporated driver characteristics (age, driving experience, gender) and vehicle information (model and year of manufacture). Continuous features were scaled using the MinMaxScaler. A series of input windows, each comprising 10 steps (approximately 10 seconds), were constructed to enable the LSTM to learn temporal dependencies.

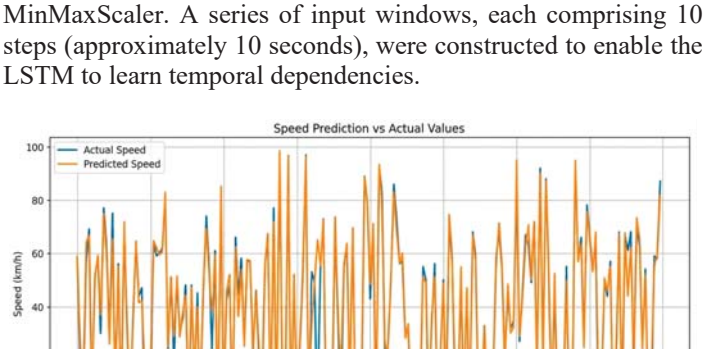


Fig. 2. Learning outcomes

The RMSE metric was used to evaluate the model's performance; based on the training results, the average speed error in the baseline model (a single-layer LSTM with 256 hidden neurons) was 5 km/h. Meanwhile, a two-layer LSTM with 128 hidden neurons in each layer showed an average error of 8.2 km/h. The hybrid CNN-LSTM architecture showed an average error of 6.8 km/h. Thus, the comparison shows that the base model delivered the best results for this specific task. The results of the study are presented graphically in Figure 2.

The figure shows anomalous zero values for the actual velocities, which are attributable to data processing. The collected data require further investigation and the application of additional data processing methods.

A comparison of the results of the proposed solution with other known methods is presented in Table 1.

Table 1

Comparison of results

Method	RMSE
Linear regression	24.82
Polynomial regression	24.41
Gradient boosting	18.74
CNN	19.19
CNN-LSTM	17.01
LSTM (baseline)	11.34
LSTM (our)	**9.12**

Conclusion

The increasing complexity of modern transport systems and the limitations of existing datasets highlight the need to develop specialised data collection methods that ensure the data is up to date for use in modelling.

A client-server application for data collection was proposed and implemented; this enables the retrieval of data on position, speed and direction of movement without the need for specialised equipment, thereby facilitating the reproducibility of the experiment. Three trips were organised to collect data using the developed application, during which a dataset was compiled.

LSTM neural network architecture was selected as the base data-driven model due to its ability to model temporal dependencies and handle non-linearity and volatility. Pre-processing involved synchronising and cleaning the raw data, which enabled the model to be trained.

The results show that the trained model is capable of reproducing the dynamics of a vehicle's behaviour whilst following a lead vehicle with sufficient accuracy. A comparative analysis has shown that the proposed single-layer LSTM architecture is suitable for this dataset, demonstrating the best balance between accuracy and computational efficiency. However, LSTM is not the only model suitable for the task under consideration; the research can be expanded and supplemented by applying other models or combinations of models.

In future work, we plan to expand the dataset to include a wider variety of driving scenarios over longer periods, incorporate an additional source of data on the distance between vehicles, and enhance the user experience of the app by recommending the optimal speed or distance to the vehicle ahead under the given conditions.

Reference

[1] Federal State Statistics Service (Rosstat), "Official website," [Online]. Available: https://rosstat.gov.ru (accessed: 13.05.2025).

[2] R. V. Dushkin, "Mnogoagentnye sistemy dlya kooperativnykh ITS," *Trendy i Upravlenie*, no. 1, pp. 42–50, 2021. DOI: 10.7256/2454-0730.2021.1.34169 (in Russian).

[3] I. A. Bakhirev et al., "Issledovanie peregruzhennosti ulichno-dorozhnoy seti Moskvy s analizom prichin i vliyaniya otlazhennogo sprosa," *Izvestiya Vuzov. Investitsii, Stroitel'stvo, Nedvizhimost'*, vol. 10, no. 4, pp. 634–643, 2020, doi: 10.21285/2227-2917-2020-4-634-643 (in Russian).

[4] A. B. Feroz Khan and I. Perl, "Integrating machine learning and deep learning in smart cities for enhanced traffic congestion management: An empirical review," *Journal of Urban Development and Management*, vol. 2, no. 4, pp. 211–221, 2023, doi: 10.56578/judm020404.

[5] M. G. Gorodnichev, "Informatsionnye i matematicheskie aspekty modeli sledovaniya za liderom," Candidate of Technical Sciences dissertation, Moscow, Russia, 2015 (in Russian).

[6] X. Chen, M. Zhu, K. Chen, P. Wang, H. Lu, H. Zhong, X. Han, and Y. Wang, "Followmet: A comprehensive benchmark for car-following behavior modeling," *Scientific Data*, vol. 10, no. 1, p. 828, 2023, doi: 10.1038/s41597-023-02718-7.

[7] L. Ma, S. Qu, L. Song, Z. Zhang, and J. Ren, "A physics-informed generative car-following model for connected autonomous vehicles," *Entropy*, vol. 25, no. 7, p. 1050, 2023, doi: 10.3390/e25071050.

[8] A. Adewale and C. Lee, "Prediction of car-following behavior of autonomous vehicle and human-driven vehicle based on drivers' memory and cooperation with lead vehicle," *Transportation Research Record*, vol. 2678, no. 6, pp. 248–266, 2024, doi: 10.1177/03611981231195051.

[9] K. Shi, Y. Wu, H. Shi, and B. Ran, "An integrated car-following and lane changing vehicle trajectory prediction algorithm based on a deep neural network," *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, vol. 599, p. 127303, 2022, doi: 10.1016/j.physa.2022.127303.

[10] X. Ma et al., "Assessing the impact of car-following driving style on traffic conflict risk using asymmetric behavior model and explainable machine learning," *Accident Analysis & Prevention*, vol. 211, p. 107904, 2025, doi: 10.1016/j.aap.2024.107904. [Online] DOI: 10.1016/j.aap.2024.107904. Available: https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/39721206/

[11] T. Zhang, P. J. Jin, S. T. McQuade, A. Bayen, and B. Piccoli, "Car-following models: A multidisciplinary review," *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, vol. 10, no. 1, pp. 92–116, 2024, doi: 10.1109/TIV.2024.3409468.

[12] P. Qin, H. Li, Z. Li, W. Guan, and Y. He, "A CNN-LSTM car-following model considering generalization ability," *Sensors*, vol. 23, no. 2, p. 660, 2023, doi: 10.3390/s23020660.

[13] N. Williams, "NGSIM vehicle trajectory data (US-101)," Kaggle. [Online]. Available: https://www.kaggle.com/datasets/nigelwilliams/ngsim-vehicle-trajectory-data-us-101 (accessed: 13.05.2025).

[14] "HighD: A dataset of naturalistic vehicle trajectories on German highways," *LevelX Data*. [Online]. Available: https://levelxdata.com/highd-dataset/ (accessed: 13.05.2025).

[15] Waymo open dataset: An autonomous driving dataset," Waymo. [Online]. Available: https://waymo.com/open/ (date of access: 13.05.2025).

[16] Toyota Woven Planet, "Woven prediction dataset." [Online]. Available: https://woven.toyota/en/prediction-dataset/ (date of access: 13.05.2025).

[17] Z. He, "Research based on high-fidelity NGSIM vehicle trajectory datasets: A review," *ResearchGate*, pp. 1–33, 2017, doi: 10.13140/RG.2.2.11429.60643/1.

[18] A. Joshi, K. Adugyamfi, J. Merickel, P. Gunaratne, and A. Sharma, "Driver age and its effect on key driving metrics: Insights from dynamic vehicle data," arXiv preprint arXiv:2501.06918, 2025. [Online]. Available: https://doi.org/10.48550/arXiv.2501.06918

[19] C. T. Huang, M.-L. Huang, H.-H. Chiang, and C.-H. Lee, "Toward personalized car-following behaviors from driver data using learned and hybrid control strategies," in *Proc. Int. Conf. Syst. Sci. Eng. (ICSSE)*, Hsinchu, Taiwan, 2024, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICSSE61472.2024.10608932.

[20] M. S. Moseva, "About methods for collecting and analyzing traffic flow characteristics," *T-Comm*, 2022, vol. 16, no.2, pp. 29-38.

[21] A.S. Bugaev, A.G. Tatashev, M.V. Yashina, O.S. Lavrov, E.A. Nosov, "Reconstruction of traffic flow dynamics based on deterministicstochastic model and data obtained from intelligent transport systems," *T-Comm*, 2019, vol. 13, no.10, pp. 35-44.

[22] A.P. Buslaev, D.A. Kuchelev, M.V. Yashina, "Dynamical systems and mathematical models of information traffic," *T-Comm*, 2018, vol. 12, no.3, pp. 22-38.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СКОРОСТИ СЛЕДОВАНИЯ ЗА АВТОМОБИЛЕМ В МОДЕЛИ СЛЕДОВАНИЯ ЗА ЛИДЕРОМ

Городничев Михаил Геннадьевич, *Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***m.g.gorodnichev@mtuci.ru***

Яшина Марина Викторовна, *Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***m.v.yashina@mtuci.ru***

Мосева Марина Сергеевна, *Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***m.s.moseva@mtuci.ru***

Липатова Анастасия Дмитриевна, *Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***a.d.lipatova@mtuci.ru***

Аннотация

В условиях стремительного роста автомобилизации, распространения каршеринга и появления высокоавтоматизированных транспортных средств нагрузка на дорожную инфраструктуру продолжает увеличиваться, приводя к пробкам, снижению эффективности перемещений и росту вредных выбросов. Для решения этих проблем требуется более совершенное управление транспортными потоками, что достигается за счет моделирования, в частности, с использованием микроскопических моделей следования за лидером, описывающих поведение отдельных водителей в зависимости от действий лидирующего транспортного средства. На сегодняшний день развиваются модели на основе данных, способные улавливать сложные закономерности поведения водителей, которые требуют больших объемов данных. Для сбора реальных данных разработано клиент-серверное приложение с целью реализовать модель следования за лидером, основанную на данных. Описан сбор данных в условиях городского движения и на трассах, а также обработка данных. Модель на основе LSTM была разработана для предсказания скорости ведомого автомобиля на основе временных последовательностей, включающих динамику движения, взаимодействие с лидером и окружающей средой. Входные данные содержали текущую скорость, дистанцию до лидера, направление движения, погодные условия (температура, осадки), а также характеристики водителя (возраст, стаж, пол) и автомобиля (модель, год выпуска). Получены результаты предсказания скорости ведомого на основе данных об участнике транспортного движения, описывающих его движение, состояние окружающей среды и описания состояния водителя. Результаты демонстрируют потенциал модели, но указывают на необходимость дальнейшего улучшения качества данных. В дальнейшем планируется расширить данные за счёт более разнообразных сценариев вождения, добавить новый источник данных о дистанции и улучшить пользовательский опыт, внедрив рекомендации по оптимальной скорости и дистанции.

Ключевые слова: *машинное обучение, транспортный поток, модель "следования за лидером", обработка больших данных, моделирование транспортного потока, модели, основанные на данных*

Литература

1. Росстат: Федеральная служба государственной статистики: официальный сайт // URL: https://rosstat.gov.ru (дата обращения: 13.05.2025).

2. *Душкин Р. В.* Многоагентные системы для кооперативных ИТС // Тренды и управление. 2021. №. 1. С. 42-50. DOI: 10.7256/2454-0730.2021.1.34169.

3. *Бахирев И. А.* и др. Исследование перегруженности улично-дорожной сети Москвы с анализом причин и влияния отложенного спроса // Известия вузов. Инвестиции. Строительство. Недвижимость. 2020. Т. 10. №. 4. С. 634-643. DOI: 10.21285/2227-2917-2020-4-634-643.

4. *Feroz Khan A. B., Perl I.* Integrating machine learning and deep learning in smart cities for enhanced traffic congestion management: an empirical review // Journal of Urban Development and Management. 2023. Vol. 2. №. 4. Pp. 211-221. DOI: 10.56578/judm020404.

5. *Городничев М.Г.* Информационные и математические аспекты модели следования за лидером: дис. кандидат технических наук: 13.05.17. Москва, 2015. 120 с. (на русском языке).

6. *Chen X., Zhu.M., Chen K., Wang P., Lu H., Zhong H., Han X., Wang Y.* Follownet: a comprehensive benchmark for car-following behavior modeling // Scientific data. 2023. Vol. 10. №. 1. Pp. 828. DOI: 10.1038/s41597-023-02718-7.

7. *Ma L., Qu S., Song L., Zhang Z., Ren J.* A Physics-Informed Generative Car-Following Model for Connected Autonomous Vehicles // Entropy. 2023. Vol. 25. №. 7. 1050. DOI: 10.3390/e25071050.

8. *Adewale A., Lee C.* Prediction of Car-Following Behavior of Autonomous Vehicle and Human-Driven Vehicle Based on Drivers' Memory and Cooperation With Lead Vehicle // Transportation Research Record Journal of the Transportation Research Board. 2024. Vol. 2678. №. 6. Pp. 248-266. DOI: 10.1177/03611981231195051.

9. *Shi K., Wu Y., Shi H., Ran B.* An integrated car-following and lane changing vehicle trajectory prediction algorithm based on a deep neural network // Physica A: Statistical Mechanics and its Applications. 2022. Vol. 599 (5):127303. DOI: 10.1016/j.physa.2022.127303.

10. *Ma X.* et al. Assessing the impact of car-following driving style on traffic conflict risk using asymmetric behavior model and explainable machine learning // Accident Analysis & Prevention. 2025. Vol. 211(8):107904. DOI: 10.1016/j.aap.2024.107904. URL: https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/39721206/

11. *Zhang T., Jin P.J., McQuade S.T., Bayen A., Piccoli B.* Car-Following Models: A Multidisciplinary Review // IEEE Transactions on Intelligent Vehicles. 2024. Vol. 10 (1). Pp. 92-116. DOI: 10.1109/TIV.2024.3409468.

12. *Qin P., Li H., Li Z., Guan W., He Y.* A CNN-LSTM Car-Following Model Considering Generalization Ability // Sensors. 2023. Vol. 23(2), 660. DOI: 10.3390/s23020660.

13. *Williams N.* NGSIM Vehicle Trajectory Data (US-101) [Электронный ресурс] // Kaggle. URL: https://www.kaggle.com/datasets/nigelwilliams/ngsim-vehicle-trajectory-data-us-101 (дата обращения: 13.05.2025).

14. HighD - A Dataset of Naturalistic Vehicle Trajectories on German Highways [Электронный ресурс] // LevelX Data. URL: https://levelxdata.com/highd-dataset/ (дата обращения: 13.05.2025).

15. Open Dataset [Waymo Open Dataset: An autonomous driving dataset [Электронный ресурс] // Waymo. URL: https://waymo.com/open/ (дата обращения: 13.05.2025).

16. Toyota Woven Planet. Woven Prediction Dataset [Электронный ресурс]. URL: https://woven.toyota/en/prediction-dataset/ (дата обращения: 13.05.2025).

17. *He Z.* Research based on high-fidelity NGSIM vehicle trajectory datasets: A review // Research Gate. 2017. Pp. 1-33. DOI: 10.13140/RG.2.2.11429.60643/1.

18. *Joshi A., Adugyamfi K., Merickel J., Gunaratne P., Sharma A.* Driver Age and Its Effect on Key Driving Metrics: Insights from Dynamic Vehicle Data // arXiv preprint arXiv:2501.06918. 2025 URL: https://doi.org/10.48550/arXiv.2501.06918

19. *Huang C. T. Huang M. -L., Chiang H. -H., Lee C. -H.* Toward Personalized Car-Following Behaviors From Driver Data Using Learned and Hybrid Control Strategies // 2024 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE). Hsinchu, Taiwan, 2024. Pp. 1-6. DOI: 10.1109/ICSSE61472.2024.10608932.

20. *Мосева М.С.* О методах сбора и анализа основных характеристик транспортного потока // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №2. С. 29-38.

21. *Бугаев А.С., Таташев А.Г., Яшина М.В., Лавров О.С., Носов Е.А.* Восстановление динамики транспортного потока на основе детерминированно-стохастической модели и данных с интеллектуально транспортных систем // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №10. С. 35-44.

22. *Буслаев А.П., Кучелев Д.А., Яшина М.В.* Динамические системы и математические модели трафика информации // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №3. С. 22-38.

Информация об авторах:

Городничев Михаил Геннадьевич, *кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой "Математическая кибернетика и информационные технологии", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. 0000-0003-1739-9831*

Яшина Марина Викторовна, *доктор технических наук, профессор, профессор кафедры "Математическая кибернетика и информационные технологии", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. 0000-0002-9778-124X*

Мосева Марина Сергеевна, *кандидат технических наук, доцент кафедры "Программная инженерия", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. 0000-0002-9778-124X*

Липатова Анастасия Дмитриевна, *Старший преподаватель кафедры "Программная инженерия", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. 0009-0005-5966-4367*

ОРГАНИЗАТОРЫ:

Институт Инженеров Электротехники и Электроники (IEEE)
Институт Радио и Информационных Систем (IRIS)
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)
Издательский дом "Медиа Паблишер"

INTERNATIONAL CONFERENCE

«WAVE ELECTRONICS AND ITS APPLICATION IN INFORMATION AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS» (WECONF-2027)

http://media-publisher.ru/en/about-weconf-2027/

11-14 мая 2027 года, г. Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

Доклады участников конференции будут включены в Программу Публикаций Конференций IEEE (IEEE Conference Publication Program (CPP)) – **IEEE Explore**, возможна индексация в **Scopus**