

ДОКЛАДЫ БГУИР

Том 24, № 4, 2026

Научный журнал выходит шесть раз в год

Учредитель

Учреждение образования «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Журнал включен в Перечень ВАК Республики Беларусь, а также в базы данных:
CNKI, Dimensions, DOAJ, Google Scholar, Mendeley, Open Alex, НЭБ «КиберЛенинка», РИНЦ

СОДЕРЖАНИЕ

Мордачев В. И., Свистунов А. С. Комплексная электромагнитная защита элементов биосферы. Часть 1. Предпосылки	5
Ковальчук Н. С., Шестовский Д. В., Соловьёв Я. А., Пилипенко В. А. Влияние нитридации оксида кремния импульсной фотонной обработкой на электрические параметры электронной компонентной базы КМОП интегральных схем	16
Купо А. Н., Шершнев Е. Б., Емельянов В. А., Ковалёв А. А. Численно-аналитическая реализация метода расчета оптимальных режимов лазерной термической обработки материалов электронной техники.....	22
Фаняев И. А., Тимошенко А. А., Хахомов С. А. Антенна миллиметрового диапазона с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью для адаптивных приложений B5G.	29
Прохоренко В. А., Смородин В. С., Никитюк Ю. В. Разработка платформенно-ориентированного алгоритма синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры для мониторинга лазерной полировки кварцевых стекол.....	38
Троян Е. Ф., Смирнов А. Г., Степанов А. А., Харьков С. Ю., Королева Е. Ю., Филимонов А. В. Многослойные элементы памяти Al-Al ₂ Te ₃ -SnTe-TeO ₂ -SnTe-Me	47
Olarewaju Peter Ayeoribe. Optimization of Guard Intervals in OFDM-Based DVB-T2 Networks to Reduce Bit Error Rate and Improve Urban Coverage (Олареважу Питер Айеорибе. Оптимизация защитных интервалов в сетях DVB-T2 на основе OFDM для снижения частоты битовой ошибки и улучшения городского покрытия)	54
Соловьёв А. Н., Половения С. И. Адаптивное управление модуляцией в системах связи видимым светом на основе совместного анализа коэффициента Херста и локальной оценки производной отношения сигнал/шум. Часть 1. Теоретические основы и разработка алгоритма	63
Липкович Э. Б., Беленкевич Н. И., Зорько М. И. Помехоустойчивость систем связи и вещания с многокаскадным разнотипным кодированием и многопозиционной модуляцией ..	72
Мацкевич В. В. Выбор архитектуры нейронной сети в задаче классификации	81
Dubovsky V., Savchenko V. Assessment of Individual Psychophysiological Characteristics of Vehicle Drivers (Дубовский В. А., Савченко В. В. Оценка индивидуальных психофизиологических характеристик водителей транспортных средств)	89

**Главный редактор
Вадим Анатольевич Богуш,**

д. ф.-м. н., профессор, ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Редакционная коллегия

Лыньков Л. М., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь – заместитель главного редактора

Стемпницкий В. Р., к. т. н., доцент, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь – заместитель главного редактора

Бойправ О. В., к. т. н., доцент, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь – ответственный секретарь редколлегии

Батура М. П., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Борисенко В. Е., д. ф.-м. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Гасанов М. Г., д. т. н., профессор, Азербайджанский технический университет, Баку, Азербайджан

Козлов С. В., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Лабунев В. А., акад. НАН Беларуси, д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Писецкий Ю. В., д. т. н., доцент, Ташкентский университет информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразми, Ташкент, Узбекистан

Сигов А. С., акад. РАН, д. ф.-м. н., профессор, МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

Смирнов А. Г., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Татур М. М., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Цветков В. Ю., д. т. н., профессор, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Ответственный секретарь А. Л. Потеев

Издание зарегистрировано в Министерстве информации Республики Беларусь, рег. номер 1087

Журнал издается с 2003 г. Дата последней перерегистрации 23 января 2010 г.

Индекс для индивидуальной подписки 00787, для ведомственной – 007872.

Подписано в печать 12.08.2026. Формат бумаги 60×84%. Бумага офисная. Отпечатано на ризографе. Гарнитура Таймс.
Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л 10,1. Тираж 71 экз. Заказ 167.

Адрес редакции:
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6, ком. 329а
Тел.: +375 17 293-88-41
doklady@bsuir.by; <http://doklady.bsuir.by>

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 24.12.2020.
220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6

DOKLADY BGUIR

V. 24, No 4, 2026

The scientific journal is published 6 times a year

Founder

Educational Establishment “Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics”

The Journal is included in the List of Scientific Editions in the Republic of Belarus,
as well as the following databases:

CNKI, Dimensions, DOAJ, Google Scholar, Mendeley, Open Alex, CyberLeninka, RSCI

CONTENTS

Mordachev V., Svistunou A. Integrated Electromagnetic Protection of Biosphere Elements. Part 1. Prerequisites	5
Kovalchuk N., Shestovsky D., Solovjov Ja., Pilipenko V. The Influence of Silicon Oxide Nitridation by Pulsed Photon Processing on the Electrical Parameters of the Electronic Component Base of CMOS Integrated Circuits	16
Kupo A., Shershnev E., Emelyanov V., Kovaliou A. Numerical and Analytical Implementation of the Method for Calculating Optimal Modes of Laser Heat Treatment of Electronic Materials	22
Fanyaev I., Timoshenko A., Khakhomov S. Millimeter-Wave Antenna with Integrated Phase-Controlled Metasurface for Adaptive B5G Applications	29
Prokhorenko V., Smorodin V., Nikitjuk Yu. Development of a Platform-Oriented Algorithm for Synthesizing an Optimal Neural Network Architecture for Monitoring Laser Polishing of Quartz Glass	38
Troyan Ye., Smirnov A., Stepanov A., Kharkov S., Koroleva E., Filimonov A. Multilayer Memory Elements Al-Al ₂ Te ₃ -SnTe-TeO ₂ -SnTe-Me	47
Olarewaju Peter Ayeoribe. Optimization of Guard Intervals in OFDM-Based DVB-T2 Networks to Reduce Bit Error Rate and Improve Urban Coverage	54
Salauiyou A., Palavenia S. Adaptive Modulation Control in Visible-Light Communication Systems Based on a Joint Analysis of the Hurst Exponent and Local Estimation of the Signal-to-Noise Ratio Derivative. Part 1. Theoretical Foundations and Algorithm Development.....	63
Lipkovich E., Belenkevich N., Zorka M. Noise Immunity of Communication and Broadcasting Systems with Multi-Stage Different-Type Coding and Multi-Position Modulation.....	72
Matskevich V. Neural Network Architecture Selection in Classification Problem.....	81
Dubovsky V., Savchenko V. Assessment of Individual Psychophysiological Characteristics of Vehicle Drivers	89

Editor-in-Chief

Vadim A. Bogush, Dr. Sci. (Phys. and Math.), Professor,
Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Editorial Board

Leonid M. Lynkov, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus – Deputy Editor-in-Chief

Viktor R. Stempitsky, Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus – Deputy Editor-in-Chief

Olga V. Boiprav, Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus – Responsible Secretary of the Editorial Board

Mikhail P. Batura, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Victor E. Borisenko, Dr. Sci. (Phys. and Math.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Mehman H. Hasanov, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

Sergei V. Kozlov, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Vladimir A. Labunov, Acad. of the NAS of Belarus, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Yuri V. Pisetsky, Dr. Sci. (Tech.), Associate Professor, Tashkent University of Information Technologies named after Muhammad al-Khwarizmi, Tashkent, Uzbekistan

Alexander S. Sigov, Acad. of the RAS, Dr. Sci. (Phys. and Math.), Professor, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia

Alexander G. Smirnov, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Mikhail M. Tatur, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Viktor Yu. Tsvetkov, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Responsible Secretary A. Patseyeu

The journal is registered in the Ministry of Information of the Republic of Belarus, Reg. No 1087.

The journal has been published since 2003. Last re-registration date January 23, 2010.

Index for individual subscription 00787, for departmental – 007872.

Signed for printing 12.08.2026. Format 60×84 1/8. Office paper. Printed on a risograph. Type face Times.

Ed.-pr. l. 11,86. Ed.-ed. l. 10,1. Edition 71 copies. Order 167.

Editorial address

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

6, P. Brovki St., Room 329a, 220013, Minsk

Tel.: +375 17 293-88-41

doklady@bsuir.by; <http://doklady.bsuir.by>

Printed in BSUIR. License LP No 02330/264 from 24.12.2020.

6, P. Brovki St., 220013, Minsk



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-5-15>

УДК 621.396.218:614.89.086.5

КОМПЛЕКСНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ЗАЩИТА ЭЛЕМЕНТОВ БИОСФЕРЫ. ЧАСТЬ 1. ПРЕДПОСЫЛКИ

В. И. МОРДАЧЕВ, А. С. СВИСТУНОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. Рассматриваются предпосылки создания комплексной защиты населения и технических средств критической инфраструктуры от воздействия радиочастотных электромагнитных полей оборудования мобильной связи 5G. Необходимость ее создания обусловлена ожидаемым широким использованием в системах мобильной связи 5G/6G режима временного дуплекса TDD с импульсной эквивалентной изотропно излучаемой мощностью, на один-два порядка превышающей таковую базовых станций мобильной связи в традиционном режиме частотного дуплекса FDD с квазинепрерывными радиочастотными электромагнитными полями. Существующая практика определения защитных зон и зон ограничения застройки по средним значениям плотности потока энергии радиочастотных электромагнитных полей не позволяет защитить от них ни технические средства и объекты критической инфраструктуры (восприимчивость которых к полям определяется мгновенными значениями их напряженности), ни население в силу их существенно более высокой биоагрессивности по сравнению с квазинепрерывными радиочастотными электромагнитными полями FDD.

Ключевые слова: мобильная связь, 4G, 5G, 6G, технические средства, объекты критической инфраструктуры, население, электромагнитная безопасность, электромагнитная совместимость.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мордачев, В. И. Комплексная электромагнитная защита элементов биосферы. Часть 1. Предпосылки / В. И. Мордачев, А. С. Свистунов // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 5–15. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-5-15>.

INTEGRATED ELECTROMAGNETIC PROTECTION OF BIOSPHERE ELEMENTS. PART 1. PREREQUISITES

VLADIMIR MORDACHEV, ALIAKSANDR SVISTUNOU

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The article examines the prerequisites for developing a comprehensive system for protecting the population and critical infrastructure equipment from exposure to radiofrequency electromagnetic fields emitted by 5G mobile communications equipment. The need for this system stems from the anticipated widespread use of TDD (time-doubled duplex) mode in 5G/6G mobile communications systems, with a pulsed equivalent isotropically radiated power one to two orders of magnitude higher than that of mobile base stations operating in traditional (frequency-doubled duplex) mode with quasi-continuous radiofrequency electromagnetic fields. The current practice of defining protective zones and development restrictions based on average values of the energy flux density of radiofrequency electromagnetic fields does not provide protection for either critical infrastructure equipment and facilities (whose susceptibility to these fields is determined by their instantaneous field strengths) or the population, due to their significantly higher bioaggressiveness compared to quasi-continuous FDD (frequency-doubled duplex) radiofrequency electromagnetic fields.

Keywords: mobile communications, 4G, 5G, 6G, technical equipment, critical infrastructure facilities, population, electromagnetic safety, electromagnetic compatibility.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Mordachev V., Svistunou A. (2026) Integrated Electromagnetic Protection of Biosphere Elements. Part 1. Prerequisites. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 5–15. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-5-15> (in Russian).

Введение

Интенсивное развитие беспроводных технологий и услуг и их проникновение во все сферы человеческого бытия сопровождаются высокими темпами насыщения среды обитания множеством технических средств (ТС) – источников радиочастотных электромагнитных полей (ЭМП РЧ). В соответствии с декларациями Сектора радиосвязи Международного союза электросвязи (ITU-R) пространственная плотность этих ТС (Connection density) будет увеличиваться на порядок каждые 10 лет: от 10^5 ТС/км² в системах мобильной связи (МС) 4G (IMT-Advanced) до 10^6 ТС/км² в 5G (IMT-2020) и до 10^7 – 10^8 ТС/км² в 6G (IMT-2030). При этом рост средней территориальной плотности беспроводного трафика (ATC – Area Traffic Capacity) от поколения к поколению МС каждые 10 лет будет увеличиваться на два порядка – от 10^5 в сетях 4G до 10^7 бит/с/м² в 5G и до 10^9 бит/с/м² в 6G [1–4].

Эти процессы, несмотря на совершенствование беспроводных технологий, включая применение ММО, не сопровождаются подобным же ростом спектральной эффективности радиоканалов МС, которая определяет необходимую энергетику ЭМП РЧ в системах МС (рост лишь в 3 раза в процессе эволюции МС 4G→5G и в 3–5 раз – для 5G→6G). Поэтому прогнозируемый рост АТС неизбежно приведет к весьма существенному изменению физических характеристик среды обитания – к росту на многие порядки уровней ее антропогенного радиочастотного электромагнитного загрязнения, что представляет реальную опасность для населения.

Осознание этой опасности произошло достаточно давно, еще до начала массового применения МС. В результате были определены физические границы диапазонов воздействия ЭМП РЧ, вызывающих термическое поражение биологических тканей. В [5] обозначены граничные уровни (20–40 Вт/кг) удельной поглощенной мощности (SAR – Specific Absorption Rate) для диапазона частот 0,1 МГц–6,0 ГГц и плотности потока мощности (энергии) 200–400 Вт/м² для диапазона частот 6–300 ГГц. С понижающим коэффициентом ≥ 10 эти уровни положены в основу рекомендуемых ICNIRP «тепловых» предельно допустимых уровней (ПДУ) ЭМП РЧ для населения, при которых термическое поражение биотканей исключается: 10 Вт/м² (1000 мкВт/см², 61 В/м) в диапазоне частот 0,1 МГц–6,0 ГГц, 20 Вт/м² (2000 мкВт/см², 87 В/м) в диапазоне 6–30 ГГц и 40 Вт/м² (4000 мкВт/см², 122 В/м) в диапазоне 30–300 ГГц. Эти рекомендации принимаются во внимание во многих странах, где существует эффективная независимая юридическая защита населения от воздействия ЭМП РЧ, однако в США их использование ограничено судебным решением [6].

Далее начали обнаруживаться так называемые нетепловые эффекты воздействия ЭМП РЧ на нервную, репродуктивную, сердечно-сосудистую и другие системы организма человека, проявляющиеся при уровнях ЭМП РЧ на несколько порядков ниже уровней их теплового воздействия. Эти эффекты в детско-подростковом возрасте проявляются в ослаблении памяти, снижении внимания, умственных и познавательных способностей, в раздражительности, нарушении сна, склонности к стрессорным реакциям, повышении эпилептической готовности. Возможные отдаленные последствия воздействий ЭМП РЧ у взрослых – опухоли мозга, слухового и вестибулярных нервов (в возрасте 25–30 лет), болезнь Альцгеймера, приобретенное слабоумие, депрессивный синдром и другие проявления дегенерации нервных структур головного мозга (в возрасте 50–60 лет) [7–9]. В результате во многих странах были приняты «нетепловые» гигиенические нормативы (ПДУ ЭМП РЧ) в пределах 2,5–90,0 мкВт/см² (0,025–0,900 Вт/м, 3,1–18,4 В/м) и даже ниже [10].

Поскольку нетепловые эффекты и отдаленные последствия воздействия ЭМП РЧ на население не могут наблюдаться непосредственно и обнаруживаются лишь статистической обработкой данных о состоянии здоровья, самочувствии и проблемах поведения людей, в корпоративных интересах объективность их существования в документах ICNIRP отрицается, несмотря на большое число научных публикаций, доказывающих их существование. Результат – перманентный конфликт интересов [11, 12], связанный с очевидным ростом затрат на создание сетей при ужес-

тчении требований к ПДУ ЭМП РЧ и фактически являющийся конфликтом интересов телекоммуникационного бизнеса и населения.

Такой конфликт может быть эффективно преодолен с использованием результатов [13, 14], свидетельствующих о том, что существенное усложнение электромагнитной обстановки (ЭМО), создаваемой излучениями базовых станций (БС) и абонентских терминалов (АТ) МС 4G/5G, представляет реальную опасность не только для населения, но и для большинства видов ТС, функционирование которых не связано с использованием ЭМП РЧ, включая ТС объектов критической инфраструктуры. Оказалось, что диапазон значений ПДУ ЭМП РЧ для населения 3–18 В/м, учитывающих опасность нетепловых эффектов воздействия ЭМП РЧ на население с учетом долговременных последствий, практически совпадает с диапазоном значений ПДУ ЭМП РЧ 1–20 В/м для большинства видов ТС критической инфраструктуры (промышленности, транспорта, энергетики, здравоохранения, коммунального хозяйства и др.) при воздействии ЭМП РЧ по порту корпуса ТС.

Безопасность населения оценивается по средним уровням электромагнитного воздействия (усреднение за ≥ 6 мин), а для ТС опасны мгновенные значения. Для сетей МС 4G/5G с технологией частотного дуплекса (FDD), при которой используются квазинепрерывные ЭМП РЧ, разница между средними и мгновенными значениями относительно невелика (соответствует значению пик-фактора сигнала), поэтому санитарно-защитные зоны (СЗЗ) и зоны ограничения застройки (ЗОЗ), границы которых определены по средним уровням ЭМП РЧ, защищают и ТС инфраструктуры. Однако в системах 4G/5G начинают активно применять технологию временно-го дуплекса (TDD), в которой используются импульсные сигналы. Для этих сигналов среднее и мгновенное значения могут отличаться примерно в 100 раз, и защита населения на основе ПДУ для средних уровней ЭМП РЧ защищать критическую инфраструктуру уже не будет, так как радиусы СЗЗ/ЗОЗ будут в 10 раз меньше соответствующих защитных зон для БС 5G TDD. Последствия подобного развития могут быть катастрофическими, поскольку нормативно-правовые акты, регламентирующие определение защитных зон и ЗОЗ для ТС и объектов критической инфраструктуры по отношению к БС МС, использующих режим TDD, отсутствуют.

Здесь следует принять во внимание, что импульсные сигналы существенно более биоагрессивны. Согласно [7], – в 40–100 раз. Сегодня в ряде стран приняты ПДУ для ЭМП импульсных радиолокационных систем (РЛС) диапазонов УВЧ/СВЧ, по средним уровням ЭМП РЧ за период обзора в десятки раз меньше ПДУ для непрерывных ЭМП РЧ. Подобные гигиенические нормативы для импульсных ЭМП РЧ с режимом TDD МС отсутствуют. Требуются соответствующие независимые медико-биологические исследования для их обоснования, но до их принятия могут быть предложены временные нормативы, основанные на признании подобия биоактивности импульсных сигналов РЛС и МС.

Очевидно, что ограничение на использование БС 5G с режимом TDD, в которых могут применяться активные фазированные антенные решетки (АФАР) с эквивалентной изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ) до 100 кВт [15], что на два порядка больше ЭИИМ базовых станций 5G в «традиционном» режиме FDD, будет определяться требованиями безопасности ТС и объектов инфраструктуры, выполнение которых обеспечит и безопасность населения. Для технологии TDD МС с импульсными ЭМП РЧ использование «тепловых» нормативов [5] воздействия ЭМП РЧ на население теряет смысл. Эти нормативы со средними уровнями ЭМП РЧ 10–40 Вт/м² (60–120 В/м) будут соответствовать импульсам ЭМП РЧ с амплитудами до 600–1200 В/м, что выходит за рамки разумного.

Таким образом, относительно узкая концепция обеспечения безопасности населения на основе определения СЗЗ и ЗОЗ в условиях интенсивно нарастающего электромагнитного загрязнения среды обитания нуждается в расширении. Ее целесообразно обобщить на обеспечение электромагнитной безопасности биосферы в целом, включая безопасность населения и техносферы – технических сооружений, объектов и оборудования, создаваемых и используемых человеком. Защита техносферы (в частности, ее важнейшего элемента – критической инфраструктуры общества) автоматически защитит и население, и здесь традиционный конфликт интересов [11, 12] устраняется объективно, поскольку критерии нарушения работы ТС из-за воздействия ЭМП РЧ систем 4G/5G очень конкретны, и игнорировать эти нарушения невозможно.

Цель авторских исследований – систематизация совокупности основных факторов, определяющих актуальность проблемы электромагнитной безопасности населения и ТС к воздействию импульсных ЭМП РЧ МС, для углубления и расширения аргументации в пользу обеспечения комплексной электромагнитной защиты биосферы в условиях роста электромагнитного загрязнения окружающей среды, обусловленной интенсивным развитием и внедрением беспроводных технологий и услуг и их проникновением во все сферы бытия.

Критерии восприимчивости населения и технических средств к воздействию радиочастотных электромагнитных полей

1. ПДУ ЭМП РЧ, принятые для средних уровней квазинепрерывных ЭМП

В ряде стран нормирование ПДУ ЭМП РЧ на государственном уровне осуществляется с учетом опасности нетепловых эффектов воздействия этих ЭМП на человеческий организм [16], в том числе с учетом опасности данного воздействия для последующих поколений. Значения этих ПДУ находятся в пределах 3,1–18,4 В/м (табл. 1) и распространяются на чрезвычайно широкий диапазон радиочастот, охватывающий все полосы частот МС 4G/5G. В странах, где государственное нормирование ПДУ ЭМП РЧ отсутствует, а защита населения от этих воздействий возложена на судебную систему, рекомендуемые значения ПДУ определяют верхнюю планку допустимой интенсивности воздействия ЭМП РЧ на различные части тела человека (голову, торс, конечности) и связаны с опасностью «грубых» тепловых эффектов этого воздействия; их значения находятся в пределах 1000–4000 мкВт/см² (61–122 В/м).

Таблица 1. Предельно допустимые уровни радиочастотных электромагнитных полей
в разных странах (по состоянию на 2021 г. [10])

Table 1. Maximum permissible levels of radio frequency electromagnetic fields
in various countries (as of 2021 [10])

Страна	ПДУ, Вт/м ² /мкВт/см ² (В/м)	Страна	ПДУ, Вт/м ² /мкВт/см ² (В/м)
Болгария ¹	0,01/1 (1,9)	Китай	0,4/40 (12,3)
Беларусь, Литва, Венгрия, Италия, Казахстан, Россия, Украина, Швейцария	0,1/10 (6,1)	Люксембург	0,45/45 (13,0)
		Турция	0,56/56 (14,5)
		Узбекистан	0,025/2,5 (3,1)
Израиль, Индия	0,9/90 (18,4)	Чили ¹	0,1/10 (6,1)

¹Нижние пределы диапазона нормированных значений.

2. ПДУ ЭМП РЧ, принятые для средних уровней импульсных ЭМП РЛС

Для случаев облучения от антенн РЛС, работающих в режиме кругового обзора или сканирования с частотой не более 1 Гц и скважностью не менее 20, гигиеническими нормативами России и Беларуси предусмотрены ПДУ ЭМП РЧ этих РЛС в моменты облучения 25 и 100 мкВт/см² соответственно [17, 18]. Если средний уровень ЭМП РЛС в режиме сканирования в точке наблюдения равен ПДУ, то средний уровень ЭМП РЛС в этой точке за период кругового обзора примерно 6 мин, принятый при контроле квазинепрерывных ЭМП РЧ, будет меньше ПДУ на отношение $360^\circ/\Delta\alpha$, где $\Delta\alpha$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны РЛС по азимуту. В табл. 2 приведены характеристики ряда РЛС (отечественных и зарубежных), позволяющие это отношение оценить, а также расчетные ПДУ, средние за период обзора, при облучении с ПДУ, принятым для РЛС.

Для приведенных в табл. 2 РЛС соотношение максимального (за время облучения) и среднего (за период обзора) уровней ЭМП РЧ в точке наблюдения соответствует скважности облучения ею этой точки (отношению $360^\circ/\Delta\alpha$), принимающей значения 130–225. Таким образом, ПДУ по среднему уровню импульсных ЭМП РЛС за период обзора принимают значения в интервале 0,11–0,75 мкВт/см², что близко к оценке [7] и может служить аргументом в пользу предположения об определенном подобии воздействия импульсных сигналов МС и РЛС на население.

Таблица 2. Характеристики облучения точки наблюдения антеннами радиолокационных станций в режиме кругового обзора

Table 2. Characteristics of the irradiation of the observation point by radar antennas in the all-round scanning mode

Тип РЛС	Обзор, об./мин	Ширина луча по азимуту $\Delta\alpha$, град.	Частота повторения, имп./с	Ширина импульса, мкс	Количество импульсов/время облучения, с	Расчетные ПДУ, мкВт/см ² (В/м), для ПДУ РЛС	
						25 мкВт/см ²	100 мкВт/см ²
AN/TPS-32	6	2,15°	920–2650	30	55–158/0,06	0,15 (0,75)	0,6 (1,5)
AN/FPS-117	5–6	2,2–2,7°	241	51/410 ¹	15–22/0,06–0,09	0,15–0,19 (0,75–0,85)	0,6–0,75 (1,5–1,7)
AN/TPS-75	6,5	1,6°	235–275	6,8	58–68/0,04	0,11 (0,64)	0,44 (1,3)
AN/TPS-63	6–15	2,7°	300–750	41	23/0,03–0,075	0,19 (0,85)	0,75 (1,7)
AN/TPS-68	6	1,6°	250–275	6,4	11–12/0,045	0,11 (0,64)	0,44 (1,3)
19Ж6	6, 12	2,0°	750	12	21–42/0,03–0,06	0,14 (0,73)	0,56 (1,5)
П-37	3, 6	2,0°	375, 750	1,2	42/0,06–0,11	0,14 (0,73)	0,56 (1,5)
РСР 6М2	10	2,5°	500	1,2	21/0,04	0,17 (0,80)	0,69 (1,6)

¹В современных РЛС с внутриимпульсной модуляцией ширина импульса может достигать сотен микросекунд.

3. Характеристики импульсных сигналов БС 4G/5G в режиме временного дуплекса

Типовая временная реализация сигнала TDD при передаче данных по нисходящей линии связи (downlink) в сетях 4G/LTE представляет собой цикл радиокадров длительностью 10 мс, которые делятся на подкадры передачи данных длительностью 1 мс. Передача данных может выполняться как в пределах длительности подкадра (в течение которого передается 12 или 14 OFDM-символов), так и в течение более короткого интервала времени, соответствующего одному (66,7 мкс) либо нескольким OFDM-символам [19] в пределах длительности подкадра. Предусмотрено несколько конфигураций назначения подкадров для передачи информации downlink и приема информации от абонентского терминала (uplink) с различным отношением количества подкадров для передачи и приема [20, с. 19]. При передаче большого объема данных это отношение может составлять 8:1, а в случае передачи относительно малого объема данных – 2:6 в пределах радиокадра. Типовая осциллограмма импульсного сигнала downlink приведена в [19, с. 247].

В системах 5G для организации передачи данных downlink используется более развитая структура радиокадра с множеством конфигураций назначения символов для передачи и приема в пределах временного слота [21, с. 215]. Радиокадр также включает в себя подкадры длительностью 1 мс, содержащие один или несколько временных слотов, но для передачи данных в рамках различных услуг, например, услуг сверхнадежной связи с низкими задержками URLLC, каждый подкадр может делиться на временные слоты длительностью в несколько раз меньшей, чем длительность подкадра (1 мс).

На рис. 1 приведены осциллограммы [22] сигнала TDD БС 5G диапазона 3,4–3,8 ГГц: *a* – длительностью 40 мс, соответствует отсутствию передачи данных по радиоканалу и содержит только импульсы синхронизации (SSB) и опорных сигналов (RS), обозначенный интервал 20 мс соответствует периоду передачи сигналов синхронизации; *b* – в радиоканале при его максимальной загрузке; *c* – длительностью 10 мс (иллюстрируется один из возможных вариантов последовательности импульсов синхронизации (S), подкадров downlink (D) и uplink (U) конфигурации DDSU радиоканала TDD 5G).

Структура импульсных последовательностей в радиоканалах 4G/5G TDD существенно зависит от загрузки радиоканала, соотношения объемов нисходящего и восходящего трафиков, количества одновременно обслуживаемых абонентов, вида организации направленности передачи данных БС↔АТ (фиксированная многолучевая структура сектора обслуживания БС, адаптивный многолучевой режим Beamforming 3D Massive MIMO). При максимальной загрузке радиоканала скважность импульсов в нем приближается к единице, что соответствует уменьшению разницы между средним уровнем сигнала и его уровнем в импульсе при практической независимости последнего от загрузки радиоканала (рис. 1).

Используя информацию [23] о типовых сценариях передачи данных по нисходящему радиоканалу 5G TDD, можно косвенно определить скважность сигнала обслуживания АТ. В зависимости от средней скорости передачи, для большинства сценариев равной 4–30 Мбит/с, при средней

скорости передачи данных по радиоканалу 5G 1090 Мбит/с косвенная оценка скважности обслуживания АТ, согласно [23], соответствовала диапазону 35–270, что охватывает диапазон значений скважности облучения РЛС, приведенных в табл. 2 ($360^\circ/\Delta\alpha = 130\text{--}225$). Пиковая скорость передачи данных (максимальная достижимая скорость передачи данных для одного АТ в идеальных условиях) определена на уровне 20 Гбит (5G) и 1000 Гбит/с (6G) [1, 4], для TDD это косвенно может соответствовать возможной скважности обслуживания до сотен единиц.

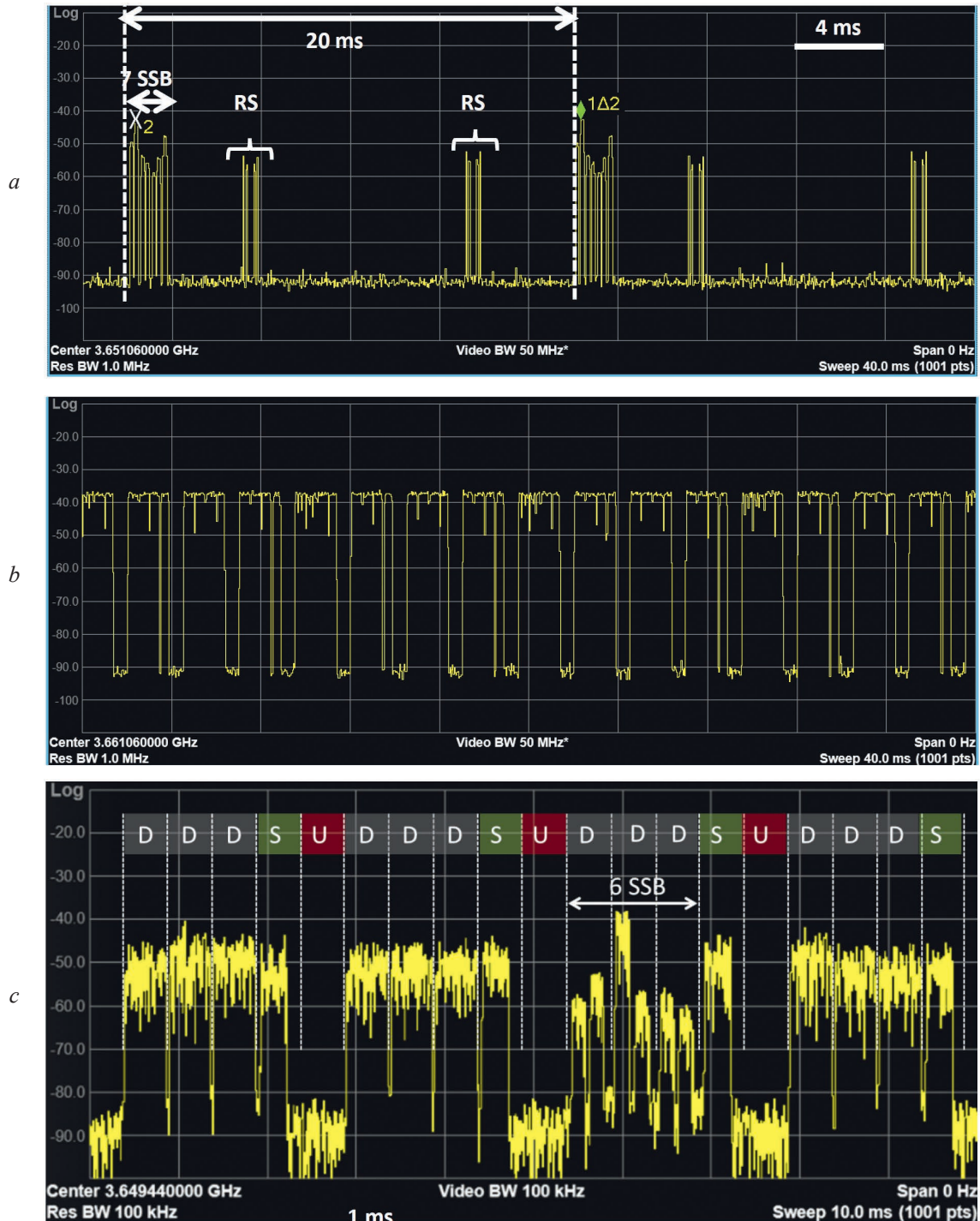


Рис. 1. Осциллограммы сигналов TDD 5G диапазона 3,4–3,8 ГГц
Fig. 1. Waveforms of TDD 5G signals of the 3.4–3.8 GHz range

В целом, несмотря на подобие импульсов РЛС и БС TDD 5G (длительности импульсов и их фронтов), в силу весьма значительных различий вида и параметров импульсных последовательностей ЭМП РЧ TDD в точке наблюдения при значительном различии в интенсивности

нисходящего трафика (рис. 1, а, б) подобие импульсных последовательностей ЭМП РЧ этих систем ограничено возможным различием в скажности воздействия, которая при передаче очень больших объемов информации отдельным АТ в часы наибольшей нагрузки в сети МС может быть меньше минимального значения 20, оговоренного в [17, 18].

Полосы частот МС 4G/5G, предназначенные для использования в режиме временного дуплекса TDD, являются преобладающей частью объема радиочастотного ресурса (спектра), выделенного для систем МС. Эти полосы частот приведены в табл. 3 с указанием их принятой нумерации и границ в соответствии с [24, 25]. Следует отметить, что практически все полосы частот диапазонов СВЧ и КВЧ, выделенные в диапазонах FR1 и FR2 для развития 5G NR, в частности, полосы n77–n79, n96, n102, n104, n277–n263, предназначены именно для импульсного режима TDD.

Таблица 3. Полосы частот мобильной связи 5G, предназначенные для использования в режиме TDD

Table 3. 5G NR frequency bands designated for use in TDD mode

Номер полосы частот	Полоса частот TDD 5G, МГц	Номер полосы частот	Полоса частот TDD 5G, МГц
Диапазон частот FR1 5G (410–7125 МГц)		Диапазон частот FR1 5G (410–7125 МГц)	
n34	2010–2025	n90	2496–2690
n38	2570–2620	n96	5925–7125
n39	1880–1920	n101	1900–1910
n40	2300–2400	n102	5925–6425
n41	2496–2690	n104	6425–7125
n46	5150–5925	Диапазон частот 5G FR2 (24,25–71,0 ГГц)	
n48	3550–3700	n257	26 500–29 500
n50	1432–1517	n258	24 250–27 500
n51	1427–1432	n259	39 500–43 500
n53	2483,5–2495,0	n260	37 000–40 000
n77	3300–4200	n261	27 500–28 350
n78	3300–3800	n262	47 200–48 200
n79	4400–5000	n263	57 000–71 000

4. ПДУ ЭМП РЧ, принятые для ТС различного назначения

В [14] детально рассмотрены требования множества международных стандартов к восприимчивости ТС различных видов при воздействии ЭМП РЧ по порту корпуса. Исходя из регламентируемых значений ПДУ ЭМП РЧ, все множество видов ТС разделено на восемь групп в зависимости от уровня их восприимчивости к воздействию ЭМП РЧ, нормируемого в отдельных полосах частот для каждого вида ТС. Краткая информация об этих требованиях, касающихся большинства видов ТС, в том числе используемых на объектах критической инфраструктуры, приведена в табл. 4.

Таблица 4. Классификация технических средств по восприимчивости к воздействию радиочастотных электромагнитных полей по порту корпуса

Table 4. Classification of technical equipment by susceptibility to the exposure of radio frequency electromagnetic fields by the housing port

№ группы ТС; ПДУ ЭМП РЧ, В/м	Полоса частот, ГГц, с ПДУ ЭМП РЧ для ТС группы	Стандарт, определяющий ПДУ ЭМП РЧ для ТС группы
№ 1; 0,2	0,08–1,00	EN 50083-2
№ 2; 1	0,08–1,00; 1,4–2,0; 2,0–2,7; 2,7–6,0; 0,790–0,862	IEC 61000-6-5, IEC 60870-2-1, IEC 61326-1, ГОСТ 32137, EN 50491-5-2, EN 50270, IEC 61000-6-1, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, IEC 62041, EN 50083-2
№ 3; 2	0,08–1,00; 0,95–3,50; 1,4–2,0	EN 50083-2, IEC 60118-13, EN 50270
№ 4; 3	0,08–1,00, $0,9 \pm 0,0054$; $0,92 \pm 0,001$; 0,47–0,79; 0,80–0,96; 1,0–2,7; 0,08–2,50; 0,08–0,80; 0,96–1,00; 1,4–2,0; 1,88–1,96; 0,08–2,50; 2,0–2,7	IEC 61000-6-5, ГОСТ 30379, IEC 61326-1, EN 50065-2-1, EN 50065-2-2, EN 50412-2-1, IEC 60601-1-2, EN 301 489-27, EN 301 489-31, IEC 60870-2-1, IEC 60118-13, IEC 61204-3, EN 50491-5-2, IEC 62041, IEC 61439-1, IEC 60947-5-3, IEC 61326-3-1, IEC 61326-3-2, EN 300 386, EN 301 489-22, EN 301 489-19, ETSI EN 301 489-1, EN 50270, IEC 61439-1, IEC 61000-6-1, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, ГОСТ 32137, IEC 62040-2, IEC 61547, ISO 7176-21, CISPR 24, CISPR 14-2, EN 12016, IEC 62236-4, UNE EN50121-4

Окончание табл. 4
Ending of Tab. 4

№ группы ТС; ПДУ ЭМП РЧ, В/м	Полоса частот, ГГц, с ПДУ ЭМП РЧ для ТС группы	Стандарт, определяющий ПДУ ЭМП РЧ для ТС группы
№ 5; 10	0,08–1,00; 0,80–0,96; 0,9 ± 0,005; 1,4–2,7; 0,45 ± 0,5 %; 1,85 ± 5 %; 2,15 ± 5 %; 0,166–1,000; 1,710–1,784; 1,88–1,96; 0,08–2,50; 1,4–2,0; 0,08–2,00	IEC 61000-6-5, IEC 60870-2-1, IEC 60255-26, IEC 62026-1, EN 50065-2-2, EN 50065-2-3, EN 50412-2-1, IEC 61326-3-1, IEC 61326-3-2, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, IEC 62135-2, EN 50293, EN 12016, EN 50370-2, ГОСТ 30379, IEC 60601-1-2, EN 301 489-27, EN 301 489-31, EN 50491-5-2, IEC 62041, IEC 60947-5-3, IEC 61439-1, EN 300 386, EN 301 489-22, ETSI EN 301 489-34, EN 301 489-14, EN 301 489-11, IEC 62040-2, IEC 61204-3, ГОСТ 32137, EN 50270, IEC 62052-11, IEC 61326-1, EN 12016, IEC 62236-4, UNE EN50121-4
№ 6; 20	0,08–1,00; 0,8–1,0; 0,026–2,500	IEC 60947-5-3, IEC 61326-3-1, ISO 7176-21, EN 12016, IEC 62236-4, UNE EN50121-4
№ 7; 30	0,08–1,00; 1,4–2,0; 0,02–1,00; 0,166–1,000; 1,710–1,784	IEC 60870-2-1, ГОСТ 32137, ISO 13766, ISO 14982, EN 12016, IEC 62052-11
№ 8; 100	0,02–1,00	ISO 13766
Примечание – Фоном выделены полосы, включающие полосы частот TDD MC 4G/5G.		

Контроль соответствия ТС требованиям стандартов, указанных в табл. 4, производится с использованием гармонических либо модулированных испытательных воздействий. Восприимчивость ТС к воздействию ЭМП РЧ определяется не средними, а мгновенными значениями их напряженности. Это подтверждается, в частности, результатами испытаний на восприимчивость ТС медицинского мониторинга к воздействию немодулированных и модулированных ЭМП РЧ [26], свидетельствующими о том, что уровень ЭМП РЧ, соответствующий порогу восприимчивости этих ТС к амплитудно-модулированному испытательному воздействию, в полосе частот 0,2–1,0 ГГц оказался на 3–12 дБ меньше, чем к немодулированному воздействию, при весьма сложной зависимости этих уровней от частоты.

Характеристики электромагнитной обстановки, создаваемой излучениями базовых станций и абонентских терминалов мобильной связи

Имеется большое количество публикаций, содержащих результаты измерений и оценок уровней электромагнитного фона (ЭМФ) и уровней ЭМП РЧ отдельных БС и АТ МС различных поколений, позволяющих судить о степени их опасности для населения и ТС.

1. В [27] содержится обзор экспериментальных и расчетных данных об уровнях ЭМФ, создаваемого системами МС в период, предшествующий внедрению технологий 4G/5G, в странах Европы. Максимальные средние уровни ЭМФ в городах получены в пределах 1–4 В/м, но в некоторых случаях фиксировались уровни ЭМФ 6–20 В/м и более.

2. В [22] приведены результаты измерений средних уровней импульсных ЭМП РЧ 5G в радиоканалах диапазона 3,4–3,8 ГГц в 10 городах Франции. Даже в отсутствие трафика только за счет передачи импульсов синхронизации (рис. 1, а) усредненный по множеству наблюдений в 43 сайтах средний уровень ЭМФ в полосе частот радиоканала шириной 100 МГц увеличивался с <0,01 до 0,06 В/м при максимальном значении 0,36 В/м, что при наблюдаемой на рис. 1, а скажностности соответствует импульсам до 10 В/м. При максимальной загрузке радиоканала средний уровень ЭМП РЧ в полосе частот радиоканала достигал 8–9 В/м, что при скажностности, характерной для реализаций на рис. 1, б, с, соответствует импульсным значениям ≥10 В/м.

3. В [28] приведены результаты измерений уровней ЭМФ, создаваемого излучениями МС 5G в 2023 г. в четырех странах Европы. Максимальные средние уровни ЭМФ составили 1,8–2,3 мкВт/см²; в сайтах с преобладанием TDD 5G (3,6 ГГц) средние уровни составили 0,8–1,1 мкВт/см², что при преобладании импульсной компоненты ЭМФ соответствует импульсам до 17–20 В/м.

4. В [29] приведены результаты измерений уровней ЭМФ, создаваемого излучениями БС DCS-1800/LTE-1800, UMTS и LTE-2600 на территории Дальневосточного федерального университета в мае 2021 г. Средний уровень ЭМФ вне помещений зафиксирован в преде-

лах 2,0–4,5 мкВт/см² (2,7–4,1 В/м), на отдельных контрольных точках фиксировались уровни до 15 мкВт/см² (7,5 В/м), превышающие принятые ПДУ.

5. Результаты измерений уровней ЭМП РЧ [23] в ФРГ в «пятнах» лучей БС с АФАР Massive MIMO Beamforming при передаче информации по радиоканалам 4G/5G в полосе частот от 816 до 3655 МГц на расстояния 48–327 м от БС свидетельствуют о том, что на таких расстояниях при максимальных скоростях передачи данных 1,0–1,6 Гбит/с по радиоканалу 4G/5G средняя напряженность ЭМП РЧ TDD в «пятне» достигала 3–5 В/м.

6. В [30] результаты измерений суммарных уровней ЭМП РЧ, создаваемых фрагментом радиосети 5G в 16 точках наблюдения на территории кампуса Политехнического университета Валенсии, свидетельствуют о том, что суммарные средние уровни ЭМП РЧ в этих точках находятся в пределах 2,2–436,0 мкВт/см² (2,9–40,5 В/м).

7. Результаты измерений в Малайзии средних уровней ЭМП 5G TDD [31] миллиметрового диапазона (29,5 ГГц) у земной поверхности: максимальный средний уровень ЭМП составил 5,71 В/м, что соответствует амплитуде импульса до 50–60 В/м.

8. Результаты оценок [32, 33] и измерений [34, 35] свидетельствуют о том, что излучения АТ могут вносить существенный вклад в суммарную интенсивность ЭМФ. Этот вклад сопоставим со вкладом излучений БС, а в местах пространственной концентрации АТ может играть доминирующую роль в электромагнитном загрязнении среды обитания.

Заключение

1. Изложенные основные факторы, определяющие актуальность проблемы электромагнитной безопасности населения и технических средств к воздействию импульсных радиочастотных электромагнитных полей мобильной связи, свидетельствуют в пользу создания системы обеспечения комплексной электромагнитной защиты и населения, и критической инфраструктуры как важных элементов биосферы в условиях роста электромагнитного загрязнения окружающей среды, обусловленного интенсивным развитием и внедрением беспроводных технологий и услуг 5G/6G и их проникновением во все сферы бытия. Целесообразность создания системы продиктована единством антропогенного фактора, представляющего опасность и для населения, и для важнейших элементов техносферы, а также единым пространством локализации и близкими критериями восприимчивости к воздействию радиочастотных электромагнитных полей населения и технических средств.

2. Приведенные выше материалы подтверждают:

– адекватность предельно допустимых уровней радиочастотных электромагнитных полей для населения, принятых с учетом опасности нетепловых эффектов воздействия радиочастотных электромагнитных полей на население [16] и одновременно обеспечивающих защиту большинства технических средств от воздействия таких полей мобильной связи FDD;

– неадекватность «тепловых» гигиенических нормативов [5] воздействия радиочастотных электромагнитных полей мобильной связи для населения, использование которых способно быть причиной катастрофических последствий, связанных с массовыми отказами технических средств критической инфраструктуры во всех сферах – в промышленности, транспорте, энергетике, здравоохранении, коммунальном хозяйстве и т. п., особенно при применении в мобильной связи импульсных режимов TDD.

3. Актуальность рассмотренных положений очевидна с учетом расширяющегося применения в системах мобильной связи импульсных режимов TDD. Анализ изложенных в статье факторов и обоснование аргументации в пользу создания подобной системы будут рассмотрены в части 2 данной статьи.

Список литературы / References

1. Recommendation ITU-R M.2083 (09/2015). *IMT Vision – Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond*.
2. Report ITU-R M.2412 (11/2017). *Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-2020*.
3. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., Lei X., et al. (2019) 6G. Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies. *IEEE VT Magazine*. 14 (3), 28–41.
4. Rec. ITU-R M.2160-0 (11/2023). *Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2030 and Beyond*.

5. ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz). USA, Health Physics Publ. 2020. 118 (5), 483–524.
6. On Petitions for Review of an Order of the Federal Communications Commission. *United States Court of Appeals, Decision No 20-1025, Aug. 13, 2021, Consolidated with 20-1138*.
7. Grigoriev O. A., Zubarev Y. B. (2022) The Effects of Wireless Communication Electromagnetic Energy Influence on Persons: Predictions of the Growth for Conditioned Morbidity, Their Implementation and Problems of Evaluation. *Concepții*. 1 (41), 3–17 (in Russian).
8. Varshavsky A. E. (2022) The Main Factors and Problems of the Transition to a New Generation of Communication Networks 5G. *Concepții*. 1 (41), 18–35 (in Russian).
9. IARC Classifies Radiofrequency Electromagnetic Fields as Possibly Carcinogenic to Humans. *WHO, Press Release, 2011, No 208*.
10. Mordachev V. I. (2022) Refined Analysis of the Correlation Between the Accepted Maximum Permissible Levels of Radio Frequency Electromagnetic Fields for the Population and the Lethality Rate of COVID-19. *Doklady BGUIR*. 20 (1), 55–64. <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/3285>.
11. Hardell L., Carlberg M. (2020) Health Risks from Radiofrequency Radiation, Including 5G, Should Be Assessed by Experts with No Conflicts of Interest. *Oncology Letters*. 20 (15), 1–11. DOI: 10.3892/ol.2020.11876.
12. Buchner K., Rivasi M. (2020) *The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: Conflicts of Interest, Corporate Capture and the Push for 5G*. Available: <https://www.michele-rivasi.eu/wp-content/uploads/2020/06/ICNIRP-rapport-FR-FINAL-JUIN-2020.pdf>.
13. Mordachev V. I., Svistunou A. S., Sinkevich E. V. (2024) Electromagnetic Safety of 4G/5G Mobile Communications. *Doklady BGUIR*. 22 (2), 80–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-2-80-91> (in Russian).
14. Mordachev V., Sinkevich E., Svistunou A., Ivanchenko V. (2026) 4G/5G Wireless Systems Radiation Safety for Various Technical Equipment. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 14–24. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-14-24> (in Russian).
15. *Nokia AirScale Radio Units Description*. Available: <https://lcom.net/wp-content/uploads/2021/05/Nokia-airscale-5G-radio-description-datasheet-5g.pdf>.
16. Hinrikus H. (2026) *Nonthermal Mechanism of Low-Level Microwave Effect on the Human Brain*. USA, CRC Press. Publ.
17. SanPiN 2.1.8/2.2.4.1383–03. *Sanitary Requirements for the Placement and Operation of Transmitting Radio-Technical Facilities*. Moscow, Ministry of Health of the Russian Federation, 2003 (in Russian).
18. *Specific Sanitary and Epidemiological Requirements for the Maintenance and Operation of Facilities that Are Sources of Non-Ionizing Radiation*. Approved by Resolution No 360 of the Council of Ministers of the Republic of Belarus dated June 4, 2019 (in Russian).
19. Moray Rumney (2008) *LTE and the Evolution to 4G Wireless – Design and Measurement Challenges*. USA, Agilent Technologies Publ.
20. ETSI TS 136 211 V18.0.2 (2025–08). *LTE: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (3GPP TS 36.211 version 18.0.2 Release 18). Technical Specification*.
21. ETSI TS 138 213 V18.7.0 (2025–07). *5G NR: Physical Layer Procedures for Control (3GPP TS 38.213 version 18.7.0 Release 18). Technical Specification*.
22. Assessment of the Exposure of the General Public to 5G Electromagnetic Waves. Part 2: First Measurement Results on 5G pilots in the 3,400–3,800 MHz Band. *ANFR. April 2020*.
23. Schiffarth A.-M., Ta T. J., Bornkessel C., Schilling L.-M., Hein M., Heberling D. (2025) Definition and Validation of an Exposure Measurement Method for a Typical Load of a Base Station. *Bioelectromagnetics*. 46 (8), 1–13. <https://doi.org/10.1002/bem.70029>.
24. ETSI TS 138 101-1 V15.7.0 (2019–10) *5G; NR; User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception; Part 1: Range 1 Standalone (3GPP TS 38.101-1 version 15.7.0 Release 15). Technical Specification*.
25. *Frequency Bands for 5G NR*. Available: <https://5g-tools.com/5g-nr-frequency-band/?ysclid=mpnnl07b85888848312>.
26. Xue X., Claeys T., Pissort D. (2023) Application of a Testing-to-Failure Approach to the Susceptibility Assessment of Electronic Systems. *Proceedings of the International Symposium “EMC Europe 2023”, Krakow, Poland*.
27. Mordachev V. I. (2018) Verification of the Worst Case Model for the Estimation of Average Intensity of the Electromagnetic Background Created by Base Stations of Cellular Communications. *Doklady BGUIR*. (1), 12–18. <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/942> (in Russian).
28. Deprez K., Stroobandt B., Veludo A. F., Vecsei Z., Necz P. P., Politański P., et al. (2025) 5G RF EMF Spectral Exposure Assessment in Four European Countries. *Bioelectromagnetics*. 46 (6).
29. Statsenko L., Bakhvalova A., Zhmakina I. (2021) Electromagnetic Background on the FEFU Campus on the Russky Island: Instrumental Measurements. *FEFU: School of Engineering Bulletin*. 3 (48), 124–132 (in Russian).

30. Najera A., Villaescusa-Tebar A., Gonzalez-Rubio J., Garcia-Pardo C. (2025) Dual Evaluation and Spatial Analysis of RF-EMF Exposure in 5G: Theoretical Extrapolations and Direct Measurements. *Bioelectromagnetics*. 46 (6). <https://doi.org/10.1002/bem.70020>.
31. Walie S. Q., Salie A., Jaafar K., Allami J. K., Osman A. F. (2022) RF-EMF Exposure Measurement for 5G Over Mm-Wave Base Station with MIMO Antenna. *IEEE Access*. 10, 9048–9058.
32. Mordachev V. I. (2025) Radio Frequency Electromagnetic Background Created by 5G eMBB Systems on Dense Urban Areas. *Doklady BGUIR*. 23 (6), 12–23 (in Russian).
33. Mordachev V. (2024) Radiofrequency Electromagnetic Pollution of the Habitat Created by Mobile Communications. *Biology Bulletin*. 51 (11), 3481–3495.
34. Chiaraviglio L., Lodovisi C., Bartoletti S., Elzanaty A., Slim-Alouini M. (2024) Dominance of Smartphone Exposure in 5G Mobile Networks. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. 23 (3), 2284–2302.
35. Delidimitriou S., Babas D., Manassas A., Wiart J., Samaras T. (2026) RF-EMF Bystander Exposure in the 5G Era Measured Across Various Microenvironments in Greece. *Annals of Telecommunications, Springer*. <https://doi.org/10.1007/s12243-026-01143-2>.

Поступила 27.04.2026

Принята в печать 15.05.2026

Received: 27 April 2026

Accepted: 15 May 2026

Вклад авторов

Мордачев В. И. выполнил обоснование и систематизацию аргументации создания комплексной электромагнитной защиты элементов биосферы, подготовил рукопись статьи.

Свистунов А. С. выполнил анализ характеристик радиочастотных электромагнитных полей TDD 4G/5G, участвовал в обсуждении аргументации, результатов и выводов исследований.

Authors' contribution

Mordachev V. substantiated and systematized the arguments for the development of integrated electromagnetic protection system for the elements of the biosphere and prepared the article.

Svistunou A. performed an analysis of the characteristics of radio frequency electromagnetic fields of TDD 4G/5G, participated in the discussion of the arguments, results and conclusions of the research.

Сведения об авторах

Мордачев В. И., канд. техн. наук, доц., зав. науч.-исслед. лаб. «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» (НИЛ 1.7), Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Свистунов А. С., науч. сотр. НИЛ 1.7, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Information about the authors

Mordachev V., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of the Research Laboratory “Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Equipment” (Lab. 1.7), Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Svistunou A., Researcher at the Lab. 1.7, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-84-38
E-mail: mordachev@bsuir.by
Мордачев Владимир Иванович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-84-38
E-mail: mordachev@bsuir.by
Mordachev Vladimir



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-16-21>

УДК 621.382

ВЛИЯНИЕ НИТРИДИЗАЦИИ ОКСИДА КРЕМНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ФОТОННОЙ ОБРАБОТКОЙ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ КМОП ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Н. С. КОВАЛЬЧУК, Д. В. ШЕСТОВСКИЙ, Я. А. СОЛОВЬЁВ, В. А. ПИЛИПЕНКО

ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Изучено влияние нитридации импульсной фотонной обработкой в среде азота слоев оксида кремния, полученных термическим окислением, на электрофизические характеристики транзисторов и конденсаторов со структурой металл–оксид–полупроводник. Слои оксида кремния толщиной 7,7 и 35,0 нм получали окислением подложек монокристаллического кремния в сухом кислороде. Нитридизацию слоев проводили путем нагрева подложек в среде азота до температуры 1150 °С в течение 7 с импульсом некогерентного излучения постоянной мощности от кварцевых галогенных ламп, направленным на нерабочую сторону кремниевой подложки. При исследовании вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик на тестовых элементах со структурой металл–оксид–полупроводник установлено, что нитридизация импульсной фотонной обработкой приводит в результате перестройки структуры оксидного слоя, его уплотнения, а также снижения плотности зарядовых состояний от 1,5 до 4 раз к уменьшению тока утечки затвора от 3,3 до 7 раз, увеличению напряжения пробоя затвора в 1,05 раза, уменьшению сдвига порогового напряжения при термополевых испытаниях от 1,3 до 1,6 раза и к увеличению заряда пробоя на 9–13 %. Полученные результаты могут быть использованы на предприятиях микроэлектронной отрасли при изготовлении изделий электронной техники со структурами металл–оксид–полупроводник.

Ключевые слова: оксид кремния, нитридизация, импульсная фотонная обработка, структура металл–оксид–полупроводник, вольт-амперная характеристика, вольт-фарадная характеристика.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Влияние нитридации оксида кремния импульсной фотонной обработкой на электрические параметры электронной компонентной базы КМОП интегральных схем / Н. С. Ковальчук [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 16–21. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-16-21>.

THE INFLUENCE OF SILICON OXIDE NITRIDATION BY PULSED PHOTON PROCESSING ON THE ELECTRICAL PARAMETERS OF THE ELECTRONIC COMPONENT BASE OF CMOS INTEGRATED CIRCUITS

NATALIA KOVALCHUK, DMITRY SHESTOVSKY, JAROSLAV SOLOVJOV,
VLADIMIR PILIPENKO

JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL” (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The effect of nitridation of silicon oxide layers obtained by thermal oxidation by pulsed photon treatment in a nitrogen atmosphere on the electrical characteristics of transistors and capacitors with a metal-oxide-semiconductor structure was studied. Silicon oxide layers with thicknesses of 7.7 and 35.0 nm were obtained by oxidizing single-crystal silicon substrates in dry oxygen. Nitridization of the layers was achieved by heating the substrates in a nitrogen atmosphere to a temperature of 1150 °C for 7 s using a pulse of incoherent radiation of constant power from quartz halogen lamps directed at the non-working side of the silicon substrate. In a study of the current-voltage and capacitance-voltage characteristics of test elements with a metal-oxide-semiconductor structure, it was found that nitridation by pulsed photon treatment leads, as a result of the restructuring of the oxide layer,

its compaction, and a decrease in the density of charge states from 1.5 to 4 times, to a decrease in the gate leakage current from 3.3 to 7 times, an increase in the gate breakdown voltage by 1.05 times, a decrease in the threshold voltage shift during thermal field tests from 1.3 to 1.6 times and an increase in the breakdown charge by 9–13 %. The obtained results can be used in enterprises of the microelectronics industry in the manufacture of electronic products with metal-oxide-semiconductor structures.

Keywords: silicon oxide, nitridization, pulsed photon processing, metal-oxide-semiconductor structure, current-voltage characteristic, capacitance-voltage characteristic.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Kovalchuk N., Shestovsky D., Solovjov Ja., Pilipenko V. (2026) The Influence of Silicon Oxide Nitridation by Pulsed Photon Processing on the Electrical Parameters of the Electronic Component Base of CMOS Integrated Circuits. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 16–21. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-16-21> (in Russian).

Введение

Тонкие слои оксида кремния в технологии интегральных схем с комплементарной структурой металл-оксид-полупроводник (КМОП) выполняют важную функцию, выступая в качестве подзатворного и конденсаторного диэлектрика [1]. Нитридизация или насыщение таких слоев азотом позволяет улучшить их однородность по толщине, повысить устойчивость к захвату горячих носителей, а также подавить перераспределение бора в сформированных областях *p*-типа проводимости стока/истока [2–4]. Данного рода модификация слоев оксида кремния путем импульсной фотонной обработки (ИФО) в азотсодержащей атмосфере сопровождается уменьшением в них плотности дефектов структурного и примесного характера [5].

В [6, 7] показано, что ИФО в среде азота слоев оксида кремния, полученных термическим окислением, за счет улучшения их структурного совершенства приводит к уменьшению в них плотности зарядовых состояний и тока утечки в МОП-структурах с их использованием. Кроме того, нитридизация слоев оксида кремния ИФО в азоте за счет уплотнения структуры оксида кремния и образования связей Si–N увеличивает время наработки на отказ МОП-конденсаторов [8]. Вопрос влияния ИФО в азотной атмосфере слоев оксида кремния, сформированных методом термического окисления, на электрофизические параметры электронной компонентной базы в КМОП-структурах требует дополнительного изучения.

В статье рассмотрено влияние нитридизации ИФО в среде азота слоев оксида кремния, полученных термическим окислением, на электрофизические характеристики МОП транзисторных и конденсаторных структур КМОП интегральных схем.

Методика проведения эксперимента

Изучение электрофизических характеристик проводили на тестовых структурах МОП-конденсаторов, а также *n*- и *p*-канальных МОП-транзисторов (рис. 1), сформированных на подложках монокристаллического кремния КДБ 10 (100) диаметром 200 мм. Слои оксида кремния толщиной 7,7 нм для МОП-конденсаторов и 35,0 нм для МОП-конденсаторов и МОП-транзисторов получали термическим окислением кремния в сухом кислороде при температурах 900 и 1000 °С в течение 35 и 30 мин соответственно. Нитридизацию слоев проводили путем нагрева подложек в среде азота до температуры 1150 °С в течение 7 с импульсом некогерентного излучения постоянной мощности от кварцевых галогенных ламп, направленным на нерабочую сторону кремниевой подложки.

Электрофизические параметры МОП-структур исследовали путем анализа их вольт-амперных характеристик (ВАХ) и вольт-фарадных характеристик (ВФХ), полученных с помощью комплекса B1500 (Agilent, США) с зондовой станцией Summit 11000 AP (Cascade, США) [9]. С помощью ВАХ определяли напряжение пробоя диэлектрика и его ток утечки, сдвиг порогового напряжения при термополевых испытаниях, заряд пробоя диэлектрика. Напряжение пробоя диэлектрика определяли при заземленном стоке и истоке МОП-транзисторов путем подачи на затвор напряжения от 0 до 100 В с шагом 1 В для *n*-канальных транзисторов и от 0 до (–100) В с шагом (–1) В для *p*-канальных транзисторов. Ток утечки диэлектрика измеряли при напряжении на затворе *n*-канального транзистора 20 и (–20) В – для *p*-канального транзистора.

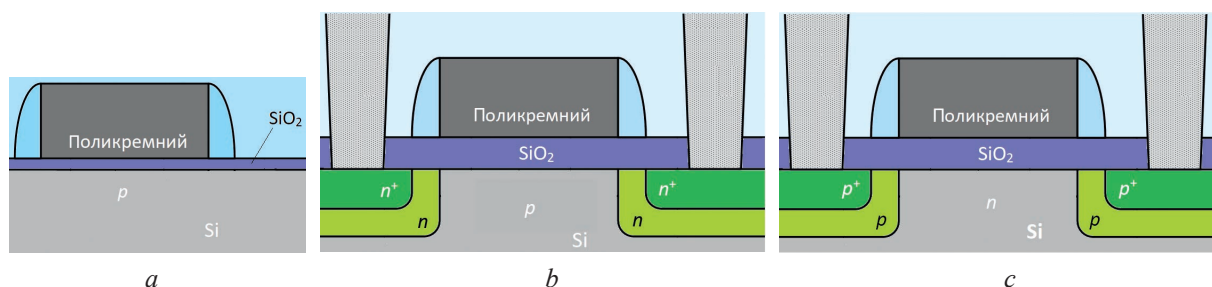


Рис. 1. Структура тестовых элементов: *a* – МОП-конденсатор; *b, c* – МОП-транзистор с каналом *n*- и *p*-типа соответственно

Fig. 1. Structure of test elements: *a* – MOSFET capacitor; *b, c* – MOSFET transistor with *n*- and *p*-type channels, respectively

Проверку на устойчивость слоев оксида кремния к термополевым испытаниям проводили на *p*-канальных транзисторах путем анализа изменений порогового напряжения на затворе при токе стока 100 нА (исток заземлен, напряжение исток-сток 0,1 В, напряжение затвор-исток изменяли от 0 до (–5) В с шагом (–0,1) В) после нагрева структуры до 200 °С, последующей ее выдержки для установки теплового баланса и подачи на затвор напряжения 9,5 В (сток и исток транзистора заземлены) в течение 5 мин, что обеспечивало напряженность электрического поля ~2,0 МВ/см. Заряд пробоя слоев оксида кремния определяли путем фиксирования заряда, прошедшего через диэлектрик, при пропускании через него постоянного тока. На основании полученных данных строили распределение Вейбулла и определяли пробой диэлектрика по его дефектам.

С использованием метода высокочастотных (ВЧ) ВФХ находили плотность фиксированного заряда в слоях оксида кремния тестовых МОП-конденсаторов. Измерения выполняли с помощью ВЧ-сигнала частотой 1 МГц, постоянное напряжение на структуре изменяли от (–5) до 5 В с шагом 0,1 В. Величину фиксированного заряда в оксидном слое извлекали из ВФХ встроенными программными средствами измерительного комплекса.

Результаты исследований и их обсуждение

Сравнительный анализ ВАХ МОП-транзисторов с нитридизированным подзатворным диэлектриком из оксида кремния и со слоями без обработки показал (рис. 2), что ИФО подзатворного диэлектрика в азоте приводит к уменьшению токов утечки затвора *n*-канального транзистора с 0,20 до 0,06 пА и с 0,70 до 0,10 пА для *p*-канального. При этом напряжение пробоя МОП-структуры с подзатворным диэлектриком из нитридизированного оксида кремния увеличивается в 1,05 раза по сравнению со структурами, изготовленными по стандартной (без нитридации) технологии. Такой результат объясняется перестройкой структуры оксида кремния и увеличением ее толщины за счет диссоциации группы ОН и образования связей кремния с азотом. Как показано в [6], ИФО в среде азота приводит к снижению заряда на границе раздела с кремнием, структурной перестройке и уплотнению оксидного слоя, а также к увеличению его толщины за счет образования связей N–Si.

Сравнение влияния нитридации ИФО в азоте на устойчивость подзатворного диэлектрика к термополевым испытаниям (табл. 1) показывает уменьшение сдвига порогового напряжения после проведения обработки от 1,3 до 1,6 раза для *p*- и *n*-канальных транзисторов соответственно. Полученный результат позволяет утверждать, что нитридизация подзатворного диэлектрика уменьшает плотность зарядовых состояний по сравнению со стандартным технологическим процессом, который вызывает их активацию.

Таблица 1. Сдвиг порогового напряжения МОП-транзисторов после термополевых испытаний
Table 1. Threshold voltage shift of MOSFETs after thermal field tests

Тип МОП-транзистора	Сдвиг порогового напряжения, мВ	
	Без нитридации	После нитридации
<i>n</i> -канальный	–0,40	–0,25
<i>p</i> -канальный	–0,70	–0,53

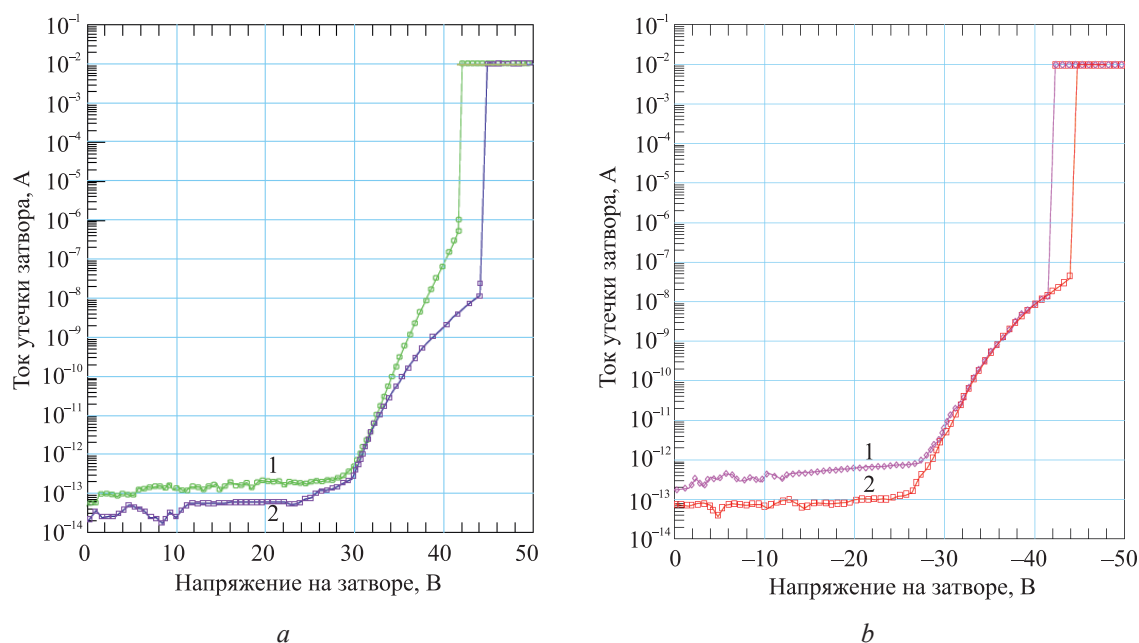


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики МОП-транзисторов: *a, b* – с каналом *n*- и *p*-типа соответственно; 1, 2 – без нитридации и после нитридации подзатворного диэлектрика
Fig. 2. Current-voltage characteristics of MOSFETs: *a, b* – with *n*- and *p*-type channels, respectively; 1, 2 – without nitridation and after nitridation of the gate dielectric

Исследования величины заряда пробоя диэлектрика показали (табл. 2), что нитридация ИФО в азотной атмосфере вызывает его увеличение на 9,16 % для *n*-канальных структур и на 13,67 % – для *p*-канальных. Это является прямым следствием уменьшения плотности структурных дефектов в оксидных слоях в результате нитридации за счет уплотнения их структуры и образования связей Si–N.

Таблица 2. Изменение заряда пробоя диэлектрика после нитридации
Table 2. Change in the breakdown charge of a dielectric after nitridation

Тип МОП-транзистора	Заряд пробоя диэлектрика, Кл/см ²	
	Без нитридации	После нитридации
<i>n</i> -канальный	9,17	10,01
<i>p</i> -канальный	13,09	14,88

Результаты исследований ВЧ ВФХ МОП-структур (табл. 3) подтверждают ранее сделанный вывод об уменьшении плотности фиксированного заряда в слоях оксида кремния в результате их нитридации ИФО в среде азота. Так, для толщины оксидного слоя 7,7 нм наблюдается уменьшение плотности зарядовых состояний в результате нитридации в 1,5 раза, а при толщине слоя оксида 35,0 нм нитридация приводит к их четырехкратному уменьшению.

Таблица 3. Изменение плотности зарядовых состояний в слоях оксида кремния после нитридации
Table 3. Change in the density of charge states in silicon oxide layers after nitridation

Толщина оксидного слоя, нм	Плотность зарядовых состояний, см ⁻²	
	Без нитридации	После нитридации
7,7	$1,0 \cdot 10^{11}$	$6,6 \cdot 10^{10}$
35,0	$6,0 \cdot 10^{11}$	$1,5 \cdot 10^{11}$

Таким образом, нитридация ИФО в среде азота слоев оксида кремния, полученных термическим окислением, улучшает электрофизические характеристики МОП транзисторных и конденсаторных структур КМОП интегральных схем: уменьшаются токи утечки подзатворного диэлектрика и увеличивается его напряжение пробоя, уменьшается плотность зарядовых состояний в оксидном слое и повышается его стойкость к термополевым испытаниям и заряду пробоя.

Заключение

1. Исследовано влияние нитридации слоев оксида кремния, используемых в элементной базе интегральных схем с комплементарной структурой металл–оксид–полупроводник, путем нагрева подложек в среде азота до температуры 1150 °С в течение 7 с импульсом некогерентного излучения постоянной мощности от кварцевых галогенных ламп, направленным на нерабочую сторону кремниевой подложки.

2. Показано, что нитридация приводит в результате перестройки структуры оксидного слоя, его уплотнения, а также уменьшения плотности зарядовых состояний от 1,5 до 4 раз к уменьшению тока утечки затвора в МОП-структурах от 3,3 до 7 раз, увеличению напряжения пробоя затвора в 1,05 раза, уменьшению сдвига порогового напряжения при термополевых испытаниях от 1,3 до 1,6 раза и к увеличению заряда пробоя на 9–13 %.

3. Полученные результаты могут быть использованы на предприятиях микроэлектронной отрасли при изготовлении изделий электронной техники с МОП-структурами.

Список литературы

1. Doering, R. Handbook of Semiconductor Manufacturing Technology, 2nd ed. / R. Doering, Y. Nishi. NY: CRC Press, 2007. <https://doi.org/10.1201/9781420017663>.
2. Improvement in Hot Carrier Lifetime as a Function of N₂ Ion Implantation Before Gate Oxide Growth in Deep Submicron NMOS Devices / F. J. Guarin [et al.] // IEEE Electron Device Letters. 1999. Vol. 20, No 12. P. 602–604. <https://doi.org/10.1109/55.806098>.
3. Adam, L.S. On Implant-Based Multiple Gate Oxide Schemes for System-On-Chip Integration / L. S. Adam, C. Bowen, M. E. Law // IEEE Transactions on Electron Devices. 2003. Vol. 50, No 3. P. 589–600. <https://doi.org/10.1109/TED.2003.810473>.
4. The Effects of Implanted Nitrogen on Diffusion of Boron and Evolution of Extended Defects / H. Park [et al.] // Materials Research Society Symposium Proceedings. 1997. Vol. 469. P. 425–430. <https://doi.org/10.1557/PROC-469-425>.
5. Pilipenko, V. A. Influence of Fast Thermal Treatment on the Electrophysical Properties of Silicon Dioxide / V. A. Pilipenko, V. A. Solodukha, V. A. Gorushko // Journal of Engineering Physics and Thermophysics. 2018. Vol. 91, No 5. P. 1337–1341. <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1866-0>.
6. Ковальчук, Н. С. Влияние импульсной фотонной обработки в среде азота на оптические и электрофизические характеристики слоев двуокиси кремния и ее границы с кремнием / Н. С. Ковальчук, В. А. Пилипенко, Я. А. Соловьёв // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 3. С. 5–11. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-3-5-11>.
7. Механизм нитридации слоев диоксида кремния при импульсной фотонной обработке в азотной атмосфере / В. А. Пилипенко [и др.] // Журнал Белорусского государственного университета. Физика. 2025. № 2. С. 68–79.
8. Ковальчук, Н. С. Влияние импульсной фотонной обработки в среде азота на надежность подзатворного оксида кремния, полученного пирогенным окислением / Н. С. Ковальчук, В. А. Пилипенко, Я. А. Соловьёв // Приборы и методы измерений. 2025. Т. 16, № 3. С. 275–280. <http://dx.doi.org/10.21122/2220-9506-2025-16-3-275-280>.
9. Белоус, А. И. Тестовые структуры в системах управления качеством интегральных микросхем / А. И. Белоус, А. В. Емельянов, Г. Г. Чигирь. Минск: Интегралполиграф, 2008.

Поступила 06.04.2026

Принята в печать 05.05.2026

References

1. Doering R., Nishi Y. (2007) *Handbook of Semiconductor Manufacturing Technology*, 2nd ed. NY, CRC Press Publ. <https://doi.org/10.1201/9781420017663>.
2. Guarin F. J., Rauch S. E., La Rosa G., Brelsford K. (1999) Improvement in Hot Carrier Lifetime as a Function of N₂ Ion Implantation Before Gate Oxide Growth in Deep Submicron NMOS Devices. *IEEE Electron Device Letters*. 20 (12), 602–604. <http://dx.doi.org/10.1109/55.806098>.
3. Adam L. S., Bowen C., Law M. E. (2003) On Implant-Based Multiple Gate Oxide Schemes for System-On-Chip Integration. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 50 (3), 589–600. <http://dx.doi.org/10.1109/TED.2003.810473>.
4. Park H., Ilderem V., Jasper C., Kaneshiro M., Christiansens J., Jones K. S. (1997) The Effects of Implanted Nitrogen on Diffusion of Boron and Evolution of Extended Defects. *Materials Research Society Symposium Proceedings*. 469, 425–430. <http://dx.doi.org/10.1557/PROC-469-425>.

5. Pilipenko V. A., Solodukha V. A., Gorushko V. A. (2018) Influence of Fast Thermal Treatment on the Electrophysical Properties of Silicon Dioxide. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*. 91 (5), 1337–1341. <http://dx.doi.org/10.1007/s10891-018-1866-0>.
6. Kovalchuk N. S., Pilipenko V. A., Solovjov Ja. A. (2025) Effect of Pulsed Photon Processing in Nitrogen Ambient on Optical and Electrophysical Characteristics of Silicon Dioxide Layers of Its Boundaries with Silicon. *Doklady BGUIR*. 23 (3), 5–11. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-3-5-11> (in Russian).
7. Pilipenko U. A., Kovalchuk N. S., Solovjov J. A., Shestovsky D. V., Anishchik V. M., Ponariadov V. V. (2025) Mechanism of Nitridisation of Silicon Dioxide Layers During Pulsed Photon Treatment in a Nitrogen Ambient. *Journal of the Belarusian State University. Physics*. (2), 68–73 (in Russian).
8. Kovalchuk N. S., Pilipenko V. A., Solovjov Ja. A. (2025) Effect of Pulsed Photon Processing in A Nitrogen Ambient on the Reliability of Gate Silicon Oxide Obtained by Pyrogenic Oxidation. *Devices and Methods of Measurements*. 16 (3), 275–280. <http://dx.doi.org/10.21122/2220-9506-2025-16-3-275-280> (in Russian).
9. Belous A. I., Emelyanov A. V., Chigir G. G. (2008) *Test Structures in Integrated Circuit Quality Management Systems*. Minsk, Integralpoligraf Publ.House (in Russian).

Received: 6 April 2026

Accepted: 5 May 2026

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Ковальчук Н. С., канд. техн. наук, доц., зам. ген. дир. – гл. инж., ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (ОАО «ИНТЕГРАЛ»)

Шестовский Д. В., канд. физ.-мат. наук, вед. инж.-технол., ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Соловьёв Я. А., д-р техн. наук, доц., зав. отрасл. лаб. новых технологий и материалов научно-технического центра, ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Пилипенко В. А., чл.-кор. НАН Беларуси, д-р техн. наук, проф., зам. дир. по научному развитию Государственного центра «Белмикроанализ», ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
Минск, ул. Казинца, 121а
ОАО «ИНТЕГРАЛ» –
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
Тел.: +375 17 398-14-03
E-mail: jsolovjov@integral.by
Соловьёв Ярослав Александрович

Information about the authors

Kovalchuk N., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Deputy General Director – Chief Engineer, JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL” (JSC “INTEGRAL”)

Shestovsky D., Cand. Sci. (Phys. and Math.), Leading Process Engineer, JSC “INTEGRAL”

Solovjov Ja., Dr. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of the Industry Laboratory of New Technologies and Materials of the Scientific and Technical Center, JSC “INTEGRAL”

Pilipenko V., Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Deputy Director for Scientific Development of the State Center “Belmicroanalysis”, JSC “INTEGRAL”

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Kazintsa St., 121a
JSC “INTEGRAL” –
Manager Holding Company “INTEGRAL”
Tel.: +375 17 398-14-03
E-mail: jsolovjov@integral.by
Solovjov Jaroslav



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-22-28>

УДК 621.373.826

ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА РАСЧЕТА ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ ЛАЗЕРНОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ МАТЕРИАЛОВ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

А. Н. КУПО¹, Е. Б. ШЕРШНЕВ¹, В. А. ЕМЕЛЬЯНОВ², А. А. КОВАЛЁВ¹

¹Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (Гомель, Республика Беларусь)

²ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Предложена модификация метода параметрической оптимизации нестационарных процессов теплопроводности применительно к задачам лазерной термической обработки широкого класса материалов, используемых в электронной технике, включая полупроводники, диэлектрики и сверхтвердые материалы. С использованием пакета компьютерной математики MATLAB разработан вычислительный алгоритм автоматического построения оптимального по заданному критерию качества режима нагрева, что позволяет существенно сократить время экспериментального подбора параметров обработки. Приведены результаты верификации метода на примере расчета оптимальных режимов лазерной маркировки изделий электронной техники, подтвержденные сравнением с известными экспериментальными данными, что демонстрирует высокую точность предложенного подхода. Особое внимание уделено лазерно-индуцированной графитизации алмаза, позволяющей формировать токопроводящие структуры в объеме сверхтвердых материалов, что открывает новые перспективы для создания функциональных элементов электронной техники на основе алмазных подложек.

Ключевые слова: лазерная обработка, термические процессы, оптимальное управление, материалы электронной техники, лазерная графитизация алмаза, MATLAB, численное моделирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Численно-аналитическая реализация метода расчета оптимальных режимов лазерной термической обработки материалов электронной техники / А. Н. Купо [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 22–28. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-22-28>.

NUMERICAL AND ANALYTICAL IMPLEMENTATION OF THE METHOD FOR CALCULATING OPTIMAL MODES OF LASER HEAT TREATMENT OF ELECTRONIC MATERIALS

ALIAKSANDR KUPO¹, EVGENY SHERSHNEV¹, VICTOR EMELIANOV²,
ANDREI KOVALIOU¹

¹Francisk Skorina Gomel State University (Gomel, Republic of Belarus)

²JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL” (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. A modification of the method of parametric optimization of non-stationary thermal conduction processes is proposed in relation to the problems of laser heat treatment of a wide class of materials used in electronic engineering, including semiconductors, dielectrics and superhard materials. Using the Matlab computer mathematics package, a computational algorithm has been developed for the automatic construction of the optimal heating mode according to the specified quality criterion, which makes it possible to significantly reduce the time for the experimental selection of processing parameters. The results of verification of the method are presented on the example of calculating the optimal modes of laser marking of electronic products, confirmed by comparison with known experimental data, which demonstrates the high accuracy of the proposed approach. Particular attention is paid to laser-induced graphitization of diamond, which makes it possible to form conductive structures in the volume of superhard materials, which opens up new prospects for the creation of functional elements of electronic technology based on diamond substrates.

Keywords: laser processing, thermal processes, optimal control, electronic materials, laser graphitization of diamond, MATLAB, numerical modeling.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Kupo A., Shershnev E., Emelyanov V., Kovaliou A. (2026) Numerical and Analytical Implementation of the Method for Calculating Optimal Modes of Laser Heat Treatment of Electronic Materials. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 22–28. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-22-28> (in Russian).

Введение

Лазерное излучение широко применяется для термической обработки разнообразных материалов, используемых в современной электронной технике. Помимо традиционных металлов, объектами лазерного воздействия все чаще выступают полупроводниковые структуры (кремний, карбид кремния, арсенид галлия), диэлектрические покрытия (оксиды кремния, нитриды), а также сверхтвердые материалы, в частности, синтетические алмазы, используемые в качестве подложек мощных электронных компонентов и теплоотводящих элементов. Ключевой проблемой при лазерной обработке является необходимость поддержания строго определенного термического режима с заданной пространственно-временной точностью, что особенно критично для миниатюрных изделий электронной техники, чувствительных к перегреву. Для алмаза, который является перспективным материалом силовой и высокотемпературной электроники, лазерная обработка открывает уникальную возможность создания токопроводящих структур за счет управляемого фазового перехода алмаз–графит. Графит обладает низким удельным электрическим сопротивлением (до $60 \cdot 10^{-6}$ Ом·м), что позволяет формировать контактные площадки и межсоединения непосредственно в объеме алмазного материала. Для практической реализации необходимо соблюдение температурных режимов: при нагреве выше 1700 К начинается графитизация, при 4000–4500 К – плавление алмаза, а при >4600 К – сублимация. Превышение этих порогов ведет к неконтролируемому разрушению материала.

Эффективным аппаратом для решения задач оптимизации нестационарной теплопроводности является метод, развитый в [1–3], позволяющий для широкого класса распределенных систем сводить параметрическую оптимизацию к решению замкнутой системы уравнений относительно искомых параметров управления. Данный подход базируется на инвариантных свойствах результирующих температурных полей в точках достижения предельно допустимого отклонения от заданного состояния. Однако исходная формулировка метода ориентирована преимущественно на объемные источники тепла (индукционный нагрев) и не в полной мере учитывает специфику лазерного нагрева: локальный характер источника, резкие пространственные градиенты, а также зависимость оптических и теплофизических свойств материала от температуры.

Значительный прогресс в области математического моделирования лазерной обработки материалов достигнут в последние годы. Так, в [4, 5] предложены подходы к расчету температурных полей при лазерной сепарации кристаллов природных и искусственных алмазов, а также разработана нейросетевая методика оптимизации параметров лазерной обработки бриллиантов для технологий электроники. В [6] представлены результаты исследования лазерно-активированных фотохимических процессов формирования тонкопленочных систем микроэлектроники, а в [7] рассмотрены особенности изготовления элементной базы высокотемпературной электроники с использованием лазерного излучения.

Цель исследований авторов – реализовать в среде компьютерной математики MATLAB численно-аналитический метод расчета оптимальных режимов лазерной термической обработки материалов электронной техники, включая полупроводники, диэлектрики и сверхтвердые материалы (синтетические алмазы), с верификацией на примере задачи лазерной маркировки.

Постановка задачи и базовая математическая модель

Рассмотрим термическую обработку плоского образца или тонкопленочной структуры под воздействием лазерного излучения с гауссовым профилем интенсивности. В одномерном приближении по координате, направленной по нормали к облучаемой поверхности, процесс нагрева описывается нестационарным уравнением теплопроводности

$$c(T) \frac{\partial T}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right) + W(x, \tau), \quad (1)$$

где x – глубина от облучаемой поверхности; T – температура; τ – время; $c(T)$ – объемная теплоемкость; $\lambda(T)$ – коэффициент теплопроводности материала; $W(x, \tau)$ – объемная плотность мощности лазерного источника.

Для широкого круга материалов электронной техники – полупроводников (кремний, арсенид галлия), диэлектриков (кварцевые подложки, оксидные пленки) и сверхтвердых материалов (поликристаллические и монокристаллические алмазы) – теплофизические свойства могут существенно зависеть от температуры, что необходимо учитывать при моделировании. Следуя общей постановке, описанной в [1–3], поведение температурного поля должно в каждый момент времени удовлетворять дополнительным ограничениям на предельно допустимые значения температуры и термонапряжений (для хрупких неметаллических материалов, таких как диэлектрики и алмазы, это особенно важно). В качестве критерия оптимальности процесса выберем минимизацию времени обработки при заданной точности выполнения технологического требования

$$\max_{x \in G} |T_p(x) - T_k(x)| \leq \varepsilon_0, \quad (2)$$

где $T_p(x)$ – результирующее распределение температуры; $T_k(x)$ – требуемое конечное температурное состояние; ε_0 – допустимая абсолютная погрешность.

Для алмазных материалов дополнительным критерием оптимальности является формирование заданной глубины графитизированного слоя $d_g(\tau)$ при минимальном термическом воздействии на окружающие области. Процесс графитизации считается инициированным при достижении температурой значения $T_g \approx 1700$ К (в зависимости от дефектности кристалла). В соответствии с общими свойствами конечных температурных состояний, установленными в [1–3], искомое оптимальное управление мощностью лазерного излучения $u(\tau)$ задается с точностью до конечного числа параметров (например, моментов переключения $\tau_\alpha, \tau_\beta, \dots$).

Адаптация метода к задачам лазерной обработки

Специфика лазерного нагрева по сравнению с индукционным или конвективным нагревом заключается в малой характерной длине поглощения излучения (особенно для ультрафиолетовых лазеров, используемых в маркировке полупроводников и диэлектриков). Это позволяет с хорошей точностью считать источник тепла поверхностным

$$\left. \frac{\partial T}{\partial x} \right|_{x=0} = -\frac{1}{\lambda(T)} [q_0 u(\tau) - q_{loss}(T)], \quad (3)$$

где q_0 – максимальная интенсивность излучения; $u(\tau)$ – нормированное управляющее воздействие; $q_{loss}(T)$ – тепловые потери (излучением и теплообменом с окружающей средой).

Для нелинейной зависимости теплофизических свойств от температуры (что характерно для полупроводников и диэлектриков) предлагается использовать итерационную процедуру пересчета коэффициентов по результатам предыдущего расчета. Сходимость обеспечивается за счет кусочно-линейной аппроксимации зависимостей $c(T)$ и $\lambda(T)$ и метода последовательных приближений.

Согласно свойствам, установленным в [1–3], в конце оптимального процесса максимальные отклонения температуры от требуемого значения достигаются, как правило, на поверхности и в глубине образца, а также во внутренних точках, что позволяет составить замкнутую систему уравнений для определения неизвестных параметров управления. В случае двух неизвестных параметров (например, моментов включения/выключения лазера или длительности импульса) система может быть представлена в следующем общем виде:

$$\begin{cases} T(0, \Delta) - T_k(0) = -\varepsilon_{\min}; \\ T(L, \Delta) - T_k(L) = -\varepsilon_{\min}; \\ T(x_0, \Delta) - T_k(x_0) = +\varepsilon_{\min}; \\ \left. \frac{\partial}{\partial x} [T(x, \Delta) - T_k(x)] \right|_{x=x_0} = 0, \end{cases} \quad (4)$$

где Δ – параметр управления, $\Delta = (\tau_\alpha, \tau_\beta)^T$; L – характерный размер образца; x_0 – координата внутреннего экстремума.

Реализация в среде MATLAB и результаты моделирования

В рамках данной статьи основное внимание уделено численной реализации прямого теплофизического расчета как базового модуля для последующей параметрической оптимизации. Разработанный вычислительный алгоритм включает следующие основные блоки.

Модуль расчета температурного поля. Решение нестационарной задачи теплопроводности методом конечных разностей (неявная схема) с учетом нелинейных теплофизических свойств. Для полупроводников и диэлектриков могут быть заданы табличные зависимости $c(T)$ и $\lambda(T)$; для сверхтвёрдых материалов, таких как синтетические алмазы, используются температурные зависимости, полученные в [5] и подтвержденные экспериментально.

Модуль построения оптимального управления. Реализован алгоритм подбора параметров Δ с помощью встроенной функции *fsolve* (метод Ньютона – Рафсона с аналитическим вычислением якобиана через конечно-разностную аппроксимацию). Для демонстрации работоспособности метода в статье приведен расчет для фиксированного прямоугольного импульса, что позволяет верифицировать модель на экспериментальных данных [4, 7].

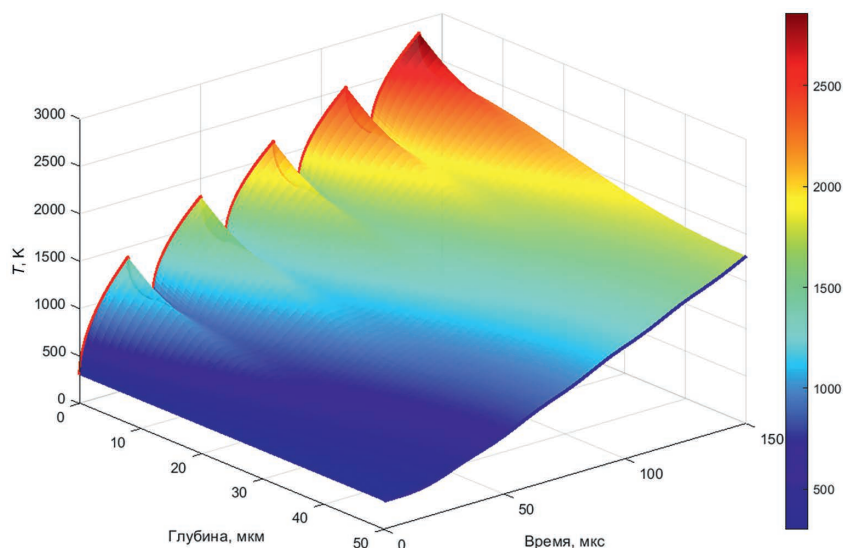
Модуль верификации. Сравнение полученных результатов с экспериментальными данными (например, с результатами, представленными в [4, 6, 7]), а также с решениями, полученными аналитически. Параметры модели можно варьировать в любых диапазонах, моделируя теплофизические свойства материала и характеристики лазерного излучения. Для демонстрации выбирались следующие параметры моделирования:

- материал – монокристаллический алмаз (теплофизические свойства принимались постоянными в первом приближении: объемная теплоемкость $\rho_{cp} = 2,0 \cdot 10^6$ Дж/(м³·К), теплопроводность $\lambda = 30$ Вт/(м·К));
- образец – плоская пластина толщиной $L = 50$ мкм;
- лазерное излучение – серия из пяти прямоугольных импульсов, каждый длительностью 20 мкс, пауза между импульсами 10 мкс (общее время 140 мкс);
- коэффициент поглощения $\alpha = 0,7$;
- начальная температура $T_0 = 300$ К;
- граничные условия: на облучаемой поверхности – лазерный источник с тепловыми потерями, на тыльной стороне – $\partial T/\partial x = 0$;
- изотермы фазовых переходов: графитизация $T_g = 1700$ К, плавление $T_m = 4300$ К, сублимация $T_s = 4600$ К.

Методом дихотомии определялась интенсивность лазерного излучения $q_0 = 1,86 \cdot 10^{10}$ Вт/м², при которой максимальная температура на поверхности достигала 2500 К, что выше порога графитизации, но существенно ниже температур плавления и сублимации, что гарантирует сохранение целостности кристаллической решетки алмазной пластины.

На рис. 1 представлено распределение температуры по глубине и времени. Красная линия отражает эволюцию температуры на облучаемой поверхности, синяя – на тыльной стороне.

Рис. 1. Эволюция температурного поля в пластине алмаза толщиной 50 мкм под действием лазерного излучения
Fig. 1. Evolution of the temperature field in a diamond plate 50 μ m thick under the influence of laser radiation



Показано, что каждый лазерный импульс вызывает быстрый всплеск температуры поверхности на 400–500 К, после чего в паузе происходит частичное охлаждение за счет теплопроводности вглубь материала. Накопление тепла от импульса к импульсу приводит к постепенному увеличению максимальной температуры, достигающей 2500 К к концу пятого импульса. Тыльная сторона прогревается до ~1500 К, что исключает фазовые превращения.

На рис. 2 приведены зависимости температуры от времени на трех фиксированных глубинах: поверхность ($x_1 = 0$ мкм), $x_2 = 15$ мкм и $x_3 = 30$ мкм. Поверхностная температура (красная линия) реагирует на каждый импульс практически мгновенно, достигая пиков в моменты окончания импульсов. На глубине 15 мкм (пурпурная линия) температура превышает порог графитизации (1700 К) уже после второго импульса, а на глубине 30 мкм (синяя линия) – только после четвертого импульса. Этот результат подтверждает, что предлагаемый режим формирует объемный проводящий канал: графитизация инициируется на поверхности и последовательно распространяется вглубь материала с каждым последующим импульсом.

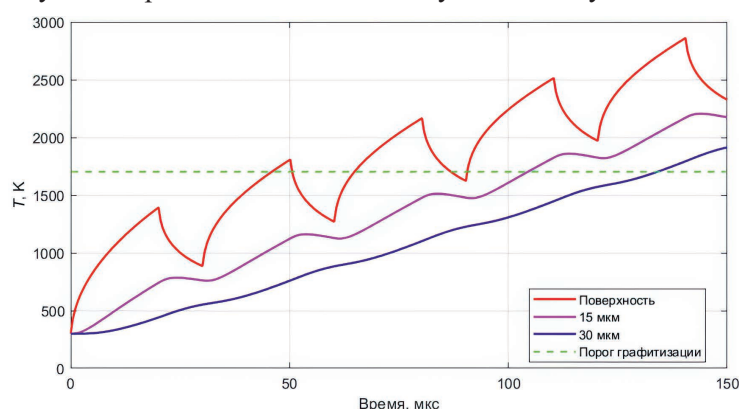


Рис. 2. Зависимость температуры от времени на глубинах 0, 15 и 30 мкм

Fig. 2. Temperature versus time at depth 0, 15 и 30 μm

На рис. 3 показано температурное поле в координатах глубина–время. Зеленой линией нанесена изотерма $T = 1700$ К, ограничивающая зону графитизации. Видно, что после первого импульса графитизированный слой имеет глубину около 12 мкм. К концу третьего импульса глубина зоны превышает 20 мкм, а после пятого импульса достигает ~35 мкм. Площадь между зеленой линией и осью глубины представляет собой область материала, в которой алмаз превратился в электропроводящий графит. Отсутствие изотерм 4300 и 4600 К показывает, что плавление и сублимация не наблюдаются. Полученные результаты моделирования качественно и количественно согласуются с экспериментальными данными по лазерной обработке алмазов, представленными в [4–7]. В частности, в [4] показано, что интенсивная графитизация кристаллов алмаза наступает при достижении материалом температур 1700–2300 К, что полностью соответствует температурным условиям, реализованным в разработанной модели.

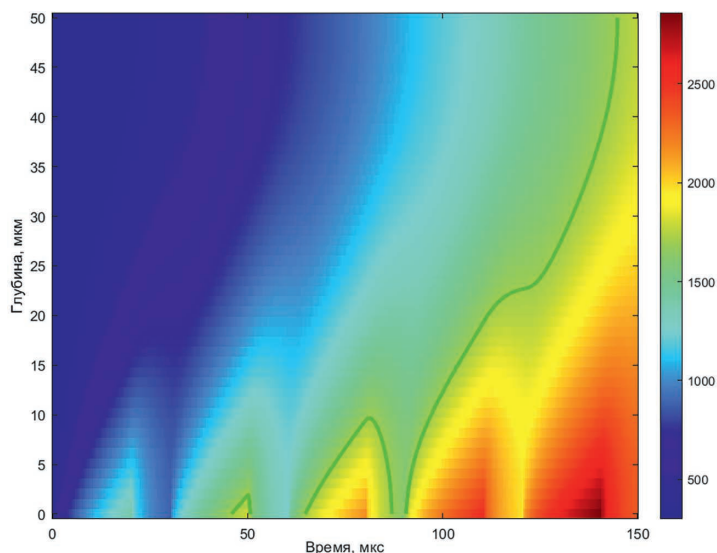


Рис. 3. Температурное поле в координатах глубина–время

Fig. 3. Temperature field in depth–time coordinates

Экспериментальные исследования [7] подтверждают возможность управляемого фазового перехода алмаз–графит при лазерном воздействии, а результаты численного моделирования с использованием метода конечных элементов [5] продемонстрировали хорошее совпадение расчетных температурных полей с формой зон модификации, наблюдаемых на практике. Таким образом, предложенный метод обеспечивает достоверное прогнозирование формирования токопроводящих графитовых структур в объеме алмаза и может быть рекомендован для расчета режимов лазерной обработки сверхтвердых материалов в производстве изделий электронной техники.

Заключение

1. Разработан метод определения оптимальных режимов лазерной термической обработки материалов электронной техники, основанный на параметрической оптимизации нестационарных процессов теплопроводности [1–3].

2. Предложен численный алгоритм в среде MATLAB, позволяющий рассчитывать пространственно-временное распределение температуры при лазерном воздействии и определять параметры управления (длительность импульса, интенсивность, скважность). Реализована неявная конечно-разностная схема, обеспечивающая безусловную устойчивость счета, а также автоматический подбор интенсивности для достижения заданной максимальной температуры.

3. Проведена верификация метода на задаче лазерной графитизации алмаза – ключевого сверхтвердого материала для силовой и высокотемпературной электроники. Показано, что серий из пяти импульсов (20 мкс вкл., 10 мкс выкл.) с интенсивностью $q_0 = (1,5\text{--}2,0) \cdot 10^{10}$ Вт/м² достигается заданная максимальная температура поверхности (2500 ± 50) К. Глубина сформированного проводящего графитового слоя составляет (35 ± 5) мкм. Полученные результаты согласуются с экспериментальными данными [4–7] по управляемому фазовому переходу алмаз–графит.

4. Установлено, что накопление тепла от импульса к импульсу приводит к последовательному распространению фронта графитизации вглубь материала, при этом температура тыльной стороны не превышает 1000 К, что исключает термическое разрушение. Полученные зависимости позволяют обоснованно выбирать технологические параметры (интенсивность, длительность импульса, скважность) для лазерной обработки материалов электронной техники – полупроводников, диэлектриков и синтетических алмазов.

5. Разработанная методика может быть использована при расчете режимов лазерной маркировки, скрайбирования и термической сепарации изделий электронной техники в производстве.

Список литературы

1. Рапопорт, Э. Я. Метод расчета оптимальных процессов тепловой обработки материалов / Э. Я. Рапопорт // Физика и химия обработки материалов. 1987. № 5. С. 42–53.
2. Рапопорт Э. Я. Некоторые задачи оптимизации режимов нагрева металла перед обработкой давлением / Э. Я. Рапопорт // Физика и химия обработки материалов. 1984. № 3. С. 54–62.
3. Рапопорт, Э. Я. Задача равномерного приближения при оптимизации распределенной системы, описываемой уравнением параболического типа / Э. Я. Рапопорт // Сибирский математический журнал. 1982. Т. 23, № 5. С. 168–191.
4. Шершнев, Е. Б. Оптимизация процессов обработки хрупких неметаллических материалов в производстве изделий электронной техники / Е. Б. Шершнев, А. Н. Купо // Проблемы физики, математики и техники. 2025. № 2. С. 84–90.
5. Neural Network Modeling of Laser Processing Parameters for Diamonds in Electronics Technologies / A. N. Kupo [et al.] // Проблемы физики, математики и техники. 2025. № 2. С. 62–66.
6. Купо, А. Н. Лазерно-активированные фотохимические процессы формирования тонкопленочных систем микроэлектроники / А. Н. Купо // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23. № 5. С. 20–26.
7. Шершнев, Е. Б. Особенности изготовления элементной базы высокотемпературной электроники лазерным излучением / Е. Б. Шершнев // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23. № 2. С. 77–83.

Поступила 25.06.2026

Принята в печать 28.07.2026

References

1. Rapoport E. Y. (1987) Method of Calculation of Optimal Processes of Thermal Processing of Materials. *Physics and Chemistry of Materials Processing*. (5). 42–53 (in Russian).
2. Rapoport E. Y. (1984) Some Problems of Optimization of Metal Heating Modes Before Pressure Treatment. *Physics and Chemistry of Materials Processing*. (3). 54–62 (in Russian).

3. Rapoport E. Y. (1982) Uniform Approximation Problem in Optimization of a Distributed System Described by a Parabolic Type Equation. *Siberian Mathematical Journal*. 23 (5). 168–191 (in Russian).
4. Shershnev E. B., Kupo A. N. (2025) Optimization of Brittle Non-Metallic Materials Processing in the Production of Electronic Products. *Problems of Physics, Mathematics and Technics*. (2), 84–90 (in Russian).
5. Kupo A. N., Nikityuk Yu. V., Shershnev E. B., Emelyanov V. A. (2025) Neural Network Modeling of Laser Processing Parameters for Diamonds in Electronics Technologies. *Problems of Physics, Mathematics and Technics*. (2), 62–66.
6. Kupo A. N. (2025) Laser-Activated Photochemical Processes of Formation of Thin-Film Systems of Microelectronics. *Doklady BGUIR*. 23 (5), 20–26 (in Russian).
7. Shershnev E. B. (2025) Features of Manufacturing the Element Base of High-Temperature Electronics Using Laser Radiation. *Doklady BGUIR*. 23 (2), 77–83 (in Russian).

Received: 25 June 2026

Accepted: 28 July 2026

Вклад авторов

Купо А. Н. построил математическую модель, выполнил алгоритмизацию, провел численные эксперименты.

Шершневу Е. Б. разработал методику расчета, выбрал параметры модели.

Емельянов В. А. разработал физико-химические основы процесса графитизации.

Ковалёв А. А. провел модельные эксперименты, обобщил результаты.

Authors' contribution

Kupo A. constructed a mathematical model, implemented algorithmization, and conducted numerical experiments.

Shershnev E. developed a calculation methodology and selected the model parameters.

Emelyanov V. developed the physical and chemical foundations of the graphitization process.

Kovalev A. conducted model experiments and summarized the results.

Сведения об авторах

Купо А. Н., канд. техн. наук, доц., нач. центра информационных технологий, Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (ГГУ им. Ф. Скорины)

Шершневу Е. Б., д-р техн. наук, проф., зав. каф. общей физики, ГГУ им. Ф. Скорины

Емельянов В. А., чл.-кор. НАН Беларуси, д-р техн. наук, проф., гл. спец. по науке, ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

Ковалёв А. А., ст. преп. каф. общей физики, ГГУ им. Ф. Скорины

Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,
Гомель, ул. Советская, 102, корп. 5
Гомельский государственный университет
имени Франциска Скорины
Тел.: +375 29 630-32-62
E-mail: kupo@gsu.by
Купо Александр Николаевич

Information about the authors

Kupo A., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of the Center for Information Technologies, Francisk Skorina Gomel State University (FS GSU)

Shershnev E., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Head of the Department of General Physics, FS GSU

Emelyanov V., Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Dr. Sci. (Tech.), Professor, Chief Scientific Specialist, JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL”

Kovaliou A., Senior Lecturer of the Department of General Physics, FS GSU

Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,
Gomel, Sovetskaya St., 102, Build. 5
Francisk Skorina
Gomel State University
Tel.: +375 29 630-32-62
E-mail: kupo@gsu.by
Kupo Aliaksandr



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-29-37>

УДК 621.396.677

АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ИНТЕГРИРОВАННОЙ ФАЗОУПРАВЛЯЕМОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТЬЮ ДЛЯ АДАПТИВНЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ B5G

И. А. ФАНЯЕВ, А. А. ТИМОШЕНКО, С. А. ХАХОМОВ

Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (Гомель, Республика Беларусь)

Аннотация. Представлена конструкция антенны миллиметрового диапазона с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью для перспективных адаптивных систем беспроводной связи B5G. Антенная система сочетает планарную антенную решетку из 32 патч-антенн с активной метаповерхностью на основе микрорезонаторов со встроенными варикапами, что обеспечивает формирование узконаправленного луча и его электронное отклонение в различных направлениях. Питаящая сеть обеспечивает синфазное возбуждение излучателей с разбросом фаз не более 16° и амплитудным разбалансом менее 3,8 дБ на частоте 25,7 ГГц. Элементарная ячейка метаповерхности реализует резонанс Гюйгенса, что дает коэффициент прохождения не хуже $-3,5$ дБ и отражение менее -15 дБ. За счет изменения напряжения смещения варикапов от 0 до 20 В достигается диапазон электронной перестройки фазы порядка 304° , позволяющий динамически управлять направлением луча. Численное моделирование подтвердило возможность формирования узконаправленного луча с электронным отклонением в широком диапазоне углов (до 40°). Предложенная конструкция обладает низким профилем, технологичностью и удовлетворяет требованиям адаптивных антенных систем перспективных стандартов связи для повышения энергоэффективности и пространственного мультиплексирования. Результаты демонстрируют высокую перспективность применения разработанной антенны в реконфигурируемых антенных системах миллиметрового диапазона.

Ключевые слова: B5G, Ka-диапазон, антенная система, метаповерхность, варикап, микрорезонатор, патч-антенна, диаграмма направленности, система питания.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Фаняев, И. А. Антенна миллиметрового диапазона с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью для адаптивных приложений B5G / И. А. Фаняев, А. А. Тимошенко, С. А. Хахомов // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 29–37. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-29-37>.

MILLIMETRE-WAVE ANTENNA WITH INTEGRATED PHASE-CONTROLLED METASURFACE FOR ADAPTIVE B5G APPLICATIONS

IVAN FANYAEV, ALEXEY TIMOSHENKO, SERGEI KHAKHOMOV

Francisk Skorina Gomel State University (Gomel, Republic of Belarus)

Abstract. A millimeter-wave antenna design with an integrated phase-controlled metasurface for advanced B5G adaptive wireless communication systems is presented. The antenna system combines a planar antenna array of 32 patch antennas with an active metasurface based on microresonators with embedded varicaps, which provides a highly focused beam and its electronic deflection in various directions. The power supply network ensures in-phase excitation of the emitters with a phase spread of no more than 16° and an amplitude imbalance of less than 3.8 dB at a frequency of 25.7 GHz. The metasurface unit cell implements a Huygens resonance, resulting in a transmission coefficient no worse than -3.5 dB and a reflection coefficient of less than -15 dB. By varying the varicap bias voltage from 0 to 20 V, an electronic phase tuning range of approximately 304° is achieved, enabling dynamic beam direction control. Numerical simulation confirmed the feasibility of forming a narrow beam with electronic deflection over a wide range of angles (up to 40°). The proposed design has a low profile, is easy

to manufacture, and meets the requirements of adaptive antenna systems for advanced communication standards to improve energy efficiency and spatial multiplexing. The results demonstrate the high potential for using the developed antenna in reconfigurable millimeter-wave antenna systems.

Keywords: B5G, Ka-band, antenna system, metasurface, varicap, microresonator, patch antenna, radiation pattern, power supply system.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Fanyaev I., Timoshenko A., Khakhomov S. (2026) Millimeter-Wave Antenna with Integrated Phase-Controlled Metasurface for Adaptive B5G Applications. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 29–37. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-29-37> (in Russian).

Введение

Современные системы беспроводной связи B5G ориентированы на увеличение скорости передачи данных, спектральной эффективности и плотности подключения устройств, что стимулирует использование миллиметрового диапазона частот [1]. Однако работа в данном диапазоне сопровождается высокими потерями распространения, чувствительностью к экранированию и необходимостью пространственной селекции пользователей. В связи с этим возрастают требования к антенным системам, которые должны обладать высоким коэффициентом усиления, узкой диаграммой направленности и возможностью динамического управления излучением [2]. Классические антенны с фиксированной диаграммой направленности не обеспечивают требуемой адаптивности, тогда как традиционные фазированные антенные решетки отличаются сложностью системы питания, высокими потерями и значительным энергопотреблением, особенно в миллиметровом диапазоне частот [3].

В связи с этим особый интерес представляют адаптивные антенные системы [4], способные изменять пространственные характеристики излучения в реальном времени. Использование технологий формирования и электронного управления лучом позволяет повысить энергетическую эффективность радиоканала, уменьшить уровень помех и обеспечить пространственное разделение пользователей. Одним из наиболее перспективных направлений развития таких систем является применение метаповерхностей – искусственно сформированных электродинамических структур, обеспечивающих управление параметрами электромагнитной волны на субволновом уровне.

Метаповерхности обладают рядом преимуществ по сравнению с традиционными фазированными решетками, включая малую толщину конструкции, низкий профиль, технологическую совместимость с планарными технологиями изготовления и возможность локального управления фазой [5], амплитудой [6] и поляризацией [7] излучения. Особенно перспективными являются активные фазоуправляемые метаповерхности, содержащие перестраиваемые элементы, например, варикапы, позволяющие динамически изменять фазовый отклик отдельных микрорезонаторов. Такой подход обеспечивает электронное управление диаграммой направленности без использования сложных многоканальных фазовращателей и дает возможность создавать компактные антенные системы с адаптивными свойствами.

В статье предложена конструкция антенны миллиметрового диапазона с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью для перспективных приложений B5G. Антенная система сочетает планарную антенную решетку с активной метаповерхностью на основе микрорезонаторов со встроенными варикапами, что обеспечивает формирование узконаправленного луча и его электронное отклонение в различных направлениях. Проведено численное исследование характеристик системы питания, антенной структуры и активной метаповерхности с демонстрацией возможности динамического управления диаграммой направленности в Ka-диапазоне частот.

Т-образный делитель мощности

Наиболее технологически простым вариантом планарных передающих структур является несимметричная полосковая линия, которая широко используется в СВЧ- и миллиметровых диапазонах. Несимметричная линия имеет ряд достоинств, а именно – относительно низкие диэлектрические потери при малой толщине подложки и упрощенный способ возбуждения.

Начальным базовым элементом для построения системы питания для антенны с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью послужил Т-образный делитель мощности. В качестве диэлектрика брали полиимид толщиной $h_1 = 0,3$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3,2$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,002. Первая планарная конструкция Т-образного делителя мощности [8] была образована разветвлением входного тракта с волновым сопротивлением 50 Ом на два выходных плеча с таким же волновым сопротивлением. Первый входной тракт содержал ступенчатый переход ширины, выполняющий функцию импедансного трансформатора с волновым сопротивлением 35 Ом. Длина трансформатора была подобрана 2 мм, что позволило обеспечить более низкий коэффициент отражения в широкой полосе частот. Вторая конструкция Т-делителя мощности состояла из сочленения полосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом и линии с сопротивлением 100 Ом, концы которой служат выходными плечами.

Исследования S -параметров показали, что Т-делитель настроен на равное деление мощности с коэффициентами передачи по $-3,4$ дБ, коэффициент отражения от 1-го входа достигал значения -28 дБ, коэффициенты отражения от 2-го и 3-го входов, а также коэффициент связи $S_{2,3}$ не превышали $-6,5$ дБ.

Система питания

На основе двух разновидностей Т-делителей мощности и отрезков полосковых линий была построена система питания типа «елочка» на 32 выхода (рис. 1). Расстояния между выходами по двум осям были одинаковыми (6,2 мм). Волновое сопротивление каждого выхода составляло 100 Ом. Такая система питания часто используется в фазированных антенных решетках. Основная задача предлагаемой топологии – обеспечить синфазное питание всех 32 патч-антенн. Благодаря симметрии («дерево» с равными ветвями) сигнал доходит до каждой антенны за одинаковое время и с одинаковым затуханием, что позволяет формировать узкий направленный луч. На поворотах линий используются фаски (скошенные углы под 45°) для минимизации паразитной емкости и отражений сигнала на резких поворотах под 90° .

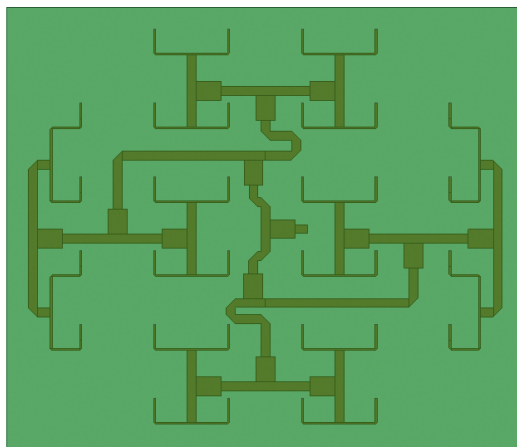


Рис. 1. Топология системы питания (вид сверху)
Fig. 1. Topology of the power supply system (top view)

В ходе численных расчетов предлагаемой топологии системы питания были получены частотные зависимости фаз и амплитуд на всех 32 выходах. Стоит отметить, что для рассматриваемой системы питания, построенной на несимметричной полосковой линии, разброс фаз на всех выходах составил не более 16° , а разбаланс амплитуд на центральной частоте 25,7 ГГц – не более 3,8 дБ.

Патч-антенна

Следующим базовым элементом являлась патч-антенна, конструкция которой приведена в [8]. Антенна содержала прямоугольный металлический патч размерами $3,23 \times 2,42$ мм в качест-

ве излучающего элемента и полосковую линию питания. Передача мощности от линии питания к антенне осуществлялась через щель размерами $2,00 \times 0,24$ мм в заземляющей подложке. Толщина диэлектрического слоя полиимида между патчем и заземляющей подложкой – $h_2 = 0,5$ мм. В процессе оптимизации геометрических размеров антенна настраивалась на частоту 25,7 ГГц, при этом коэффициент отражения достигал величины –40 дБ. Ширина диаграммы направленности для антенны составила в двух главных плоскостях 100° и 90° соответственно, а коэффициент усиления (КУ) – 3,4 дБ.

Антенная система Ка-диапазона с сетью питания

С учетом всех представленных выше конструкций была построена антенная система с сетью питания на базе несимметричной полосковой линии. На рис. 2 представлена конструкция антенной системы и ее основные характеристики. Общие размеры печатной платы составили $43,4 \times 37,2$ мм с толщиной 0,817 мм.

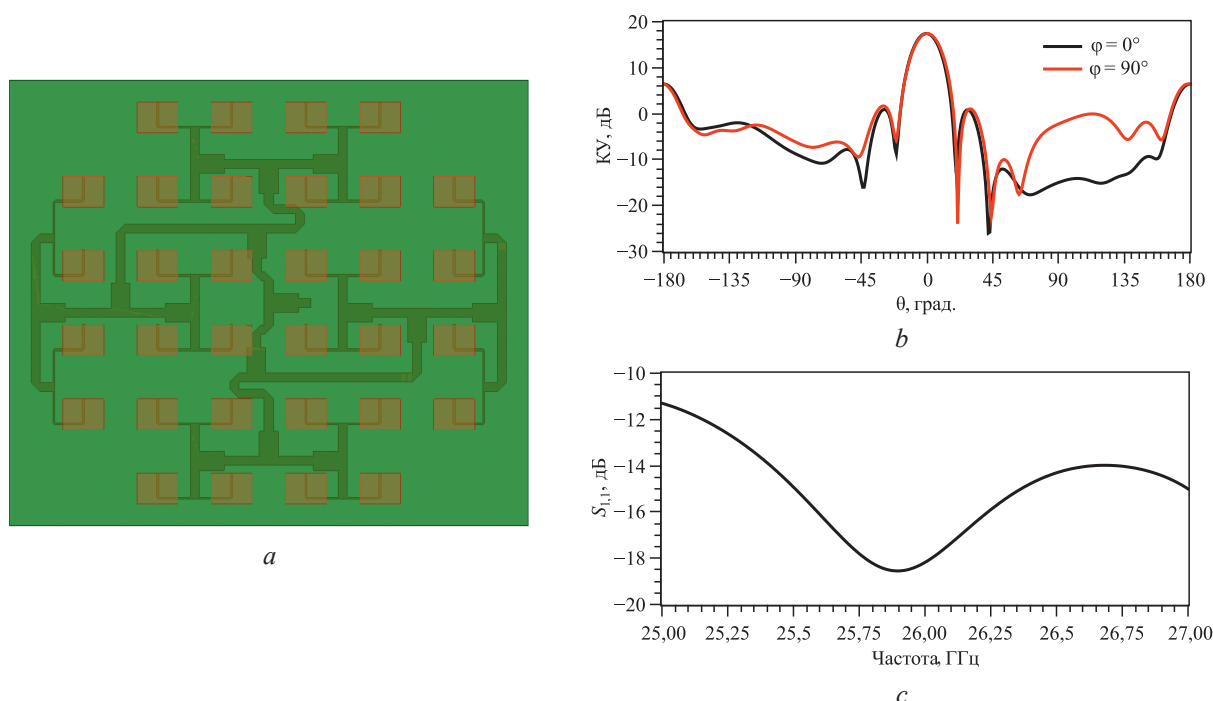


Рис. 2. Конструкция и характеристики антенной системы: *a* – топология антенной системы; *b* – угловая зависимость коэффициента усиления в двух главных плоскостях; *c* – частотная зависимость коэффициента отражения на входе антенной системы
Fig. 2. Design and characteristics of the antenna system: *a* – topology of the antenna system; *b* – angular dependence of the gain in two principal planes; *c* – frequency dependence of the reflection coefficient at the input of the antenna system

При подаче сигнала на вход системы питания типа «елочка» все 32 патч-антенны возбуждались с почти одинаковой амплитудой и фазой. Это позволило, во-первых, сформировать узкий направленный луч, который более подходит под современные перенастраиваемые адаптивные антенные системы с высокой производительностью. Во-вторых, создавался равномерный волновой фронт, который падал на фазоуправляемую метаповерхность для дальнейшего управления направлением луча.

Анализ рис. 2, *b* показал, что предлагаемая антенная система обладает высоким коэффициентом усиления (максимум порядка 17,4 дБ). Однако открытая структура линии питания приводит к тому, что сам фидер начинает работать как паразитный излучатель. Это вызывает интерференцию полей, искажение диаграммы направленности и, самое главное, – значительный рост уровня заднего лепестка, который достигает 6,5 дБ. Ширина диаграммы направленности в двух главных плоскостях составила примерно по 17° . Коэффициент отражения на центральной частоте 25,7 ГГц – около –18 дБ.

Активный микрорезонатор с варикапами элементарной ячейки метаповерхности

Предлагаемая метаповерхность предназначена для динамической манипуляции фазовым фронтом прошедшей волны за счет использования в каждом элементе активного компонента, такого как варикап, с последующим включением ее в состав антенны перспективных систем связи стандарта B5G. Элементарная ячейка состояла из пары антисимметричных П-образных проводников [9], расположенных на верхней и нижней поверхностях диэлектрической подложки (рис. 3, *a, b*). Период ячейки – $p = 6,2$ мм. Элемент на нижней стороне являлся зеркальным отражением элемента на верхней стороне в плоскости, ортогональной оси Y . Численные значения геометрических параметров микрорезонатора (рис. 3, *a, b*): $n = 3,8$ мм, $g = 3,2$ мм, $d = 0,22$ мм, $w = 0,3$ мм, $wp = 0,2$ мм. Толщина медного слоя $t = 18$ мкм, диэлектрическая подложка толщиной $h_3 = 1,8$ мм. Варикапы MV3903-P2010-STD показаны на рис. 3 в виде квадратов серого и зеленого цветов. Предлагаемая структура за счет использования варикапа позволяет путем изменения напряжения от 0 до 20 В на нем менять электрическую емкость (от 0,24 до 0,04 пФ) и, как следствие, – реактивное сопротивление. Это дает возможность изменять фазу прошедшей электромагнитной волны в некоторых пределах. При построении модели метаповерхности были использованы граничные условия, позволяющие анализировать ее по одной элементарной ячейке. Физический механизм работы структуры основывался на возбуждении так называемого резонанса Гюйгенса, при котором отраженная от метаповерхности волна отсутствует. Более подробная информация по работе предлагаемого микрорезонатора приведена в [9].

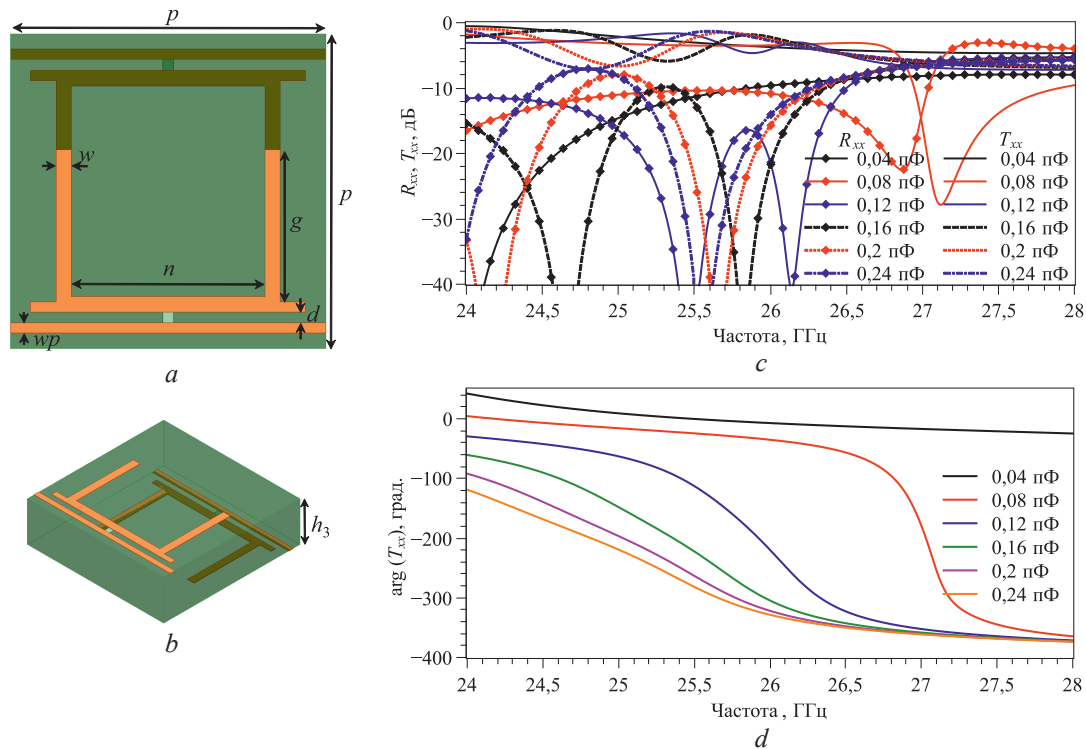


Рис. 3. Активный микрорезонатор с варикапами и его характеристики: *a, b* – топология элементарной ячейки метаповерхности – вид сверху и вид под углом соответственно; *c* – частотная зависимость T и R при различных значениях емкости варикапа; *d* – частотная зависимость фазы прошедшей волны при различных значениях емкости варикапа

Fig. 3. Active microresonator with varicaps and its characteristics: *a, b* – topology of the unit cell of the metasurface – top view and oblique view, respectively; *c* – frequency dependence of T and R for different values of the varicap capacitance; *d* – frequency dependence of the phase of the transmitted wave for different values of the varicap capacitance

Выполнено численное моделирование параметров микрорезонатора и найдена частотная зависимость относительной амплитуды и фазы электромагнитной волны, излучаемой таким микрорезонатором при различных значениях электроемкости варикапа (рис. 3, *c, d*). На рис. 3, *c* представлены численные значения коэффициентов прохождения T и отражения R электромаг-

нитных волн при различной емкости варикапа (от 0,04 до 0,24 пФ с шагом 0,04 пФ). Индексы xx у всех величин показывают, что векторы напряженности электрического поля падающей и отраженной волн направлены вдоль оси X . Исследования проводились в выбранном диапазоне частот 24–28 ГГц. Также в ходе численного моделирования активной метаповерхности была построена частотная зависимость фазы прошедшей волны при различной емкости варикапа.

Результаты численного моделирования демонстрируют высокий коэффициент прохождения и низкий уровень отражения. На центральной частоте 25,7 ГГц при разных значениях емкости варикапа коэффициент прохождения T не превышал –3,5 дБ, а коэффициент отражения R оставался менее –15 дБ. Лишь при некоторых значениях емкости отражение может достигать –10 дБ.

Антенна с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью

Собирая воедино все части системы, была спроектирована электродинамическая модель антенны с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью для систем связи стандарта B5G Ka-диапазона (рис. 4, *a*). Расстояние между антенной системой и метаповерхностью составляло 4,6 мм. Основой для расчета распределения фаз послужило условие согласования фронта волны, обеспечивающего интерференционное сложение излучения всех ячеек метаповерхности в направлении целевого угла отклонения. Для плоской метаповерхности фазовое распределение возможно описать линейным законом. Такое распределение обеспечивает формирование плоского волнового фронта, направленного под углом, при условии дискретизации непрерывной фазы на уровне отдельных микрорезонаторов.

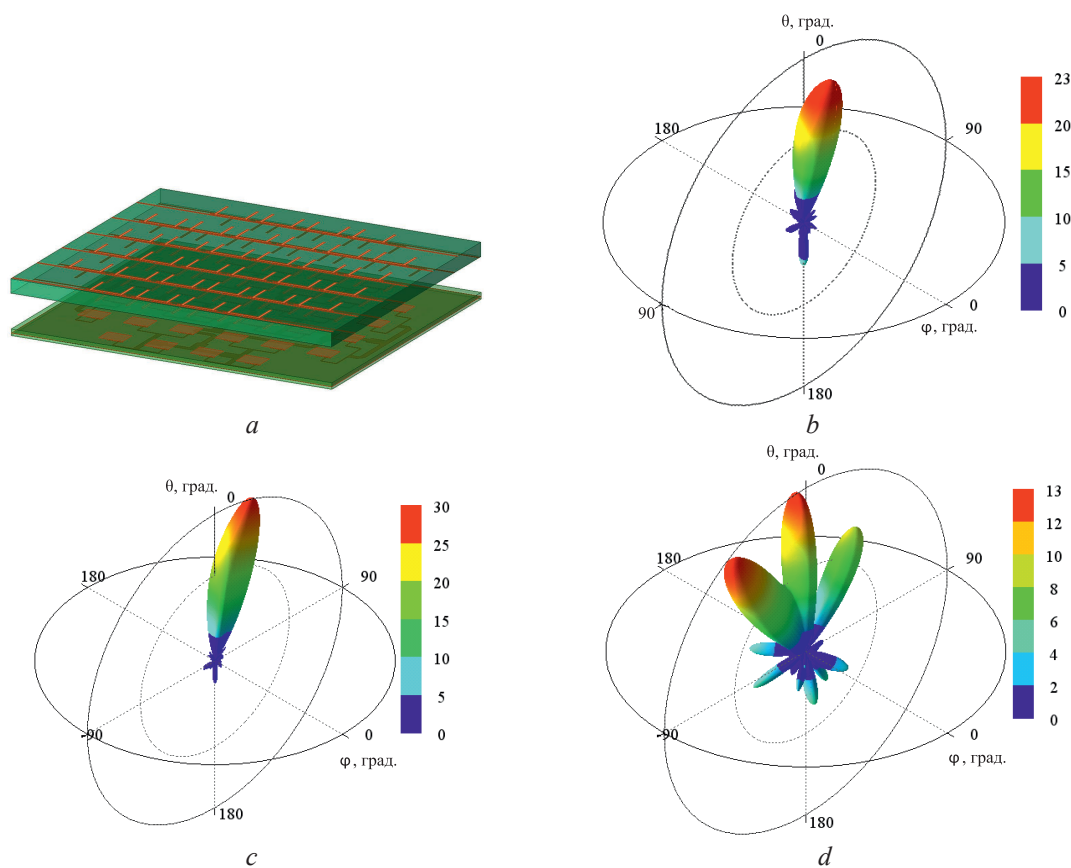


Рис. 4. Антенна с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью и угловые характеристики:
a – конструкция антенны; *b* – распределение коэффициента направленности в сферической системе координат при отклонении луча $\theta = 15^\circ$ и $\varphi = 0^\circ$;
c, d – распределение коэффициента направленности при отклонении луча $\theta = 20^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ и $\theta = 40^\circ$, $\varphi = -90^\circ$ соответственно

Fig. 4. Antenna with an integrated phased metasurface and its angular characteristics: *a* – antenna configuration; *b* – directivity pattern distribution in spherical coordinates for beam steering at $\theta = 15^\circ$ and $\varphi = 0^\circ$; *c, d* – distribution of the directivity coefficient for beam deflection $\theta = 20^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ and $\theta = 40^\circ$, $\varphi = -90^\circ$, respectively

В ходе численных исследований были построены распределения коэффициента направленности при отклонении луча под разными углами. Для демонстрации работоспособности антенны с интегрированной фазоуправляемой метаповерхностью выбирали три варианта углов. В первом случае (рис. 4, *b*) на каждом микрорезонаторе устанавливались емкости варикапов, которые, создав требуемое фазовое распределение, отклоняли луч в азимутальной плоскости на 0° , а в угломестной плоскости – на 15° . На рис. 4, *c* показано распределение коэффициента направленности при отклонении луча $\theta = 20^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$. Главный луч в одной плоскости получился чуть шире, чем в другой. На рис. 4, *d* изображено распределение коэффициента направленности при отклонении луча $\theta = 40^\circ$ и $\varphi = -90^\circ$. В этом случае видно, что имеются достаточно большие два боковых лепестка.

Полученные характеристики свидетельствуют о возможности использования предложенной конструкции в реконфигурируемых антенных системах миллиметрового диапазона, где необходимо электронное управление направлением излучения. Современные стандарты требуют направленного формирования луча, высокой помехоустойчивости, гибкости в управлении диаграммой направленности и возможности динамической адаптации в условиях изменяющейся радиосреды. Реализованный механизм фазовой реконфигурации на уровне микрорезонаторов обеспечивает быстрое и многоступенчатое управление траекторией луча, что является ключевым функциональным элементом для современных протоколов пространственного мультиплексирования, маршрутизации лучей и повышения энергоэффективности сети. Компактная конструкция, низкий профиль и совместимость с планарными технологиями производства делают предложенную антенну пригодной для интеграции в пользовательские устройства, малогабаритные терминалы и маломощные базовые станции.

Таким образом, разработанная конструкция антенны с активной метаповерхностью в дальнейшем может найти применение в практических системах для повышения эффективности радиосвязи, адаптивного формирования луча и улучшения пространственного распределения ресурсов сети.

Заключение

1. Предложена конструкция антенны с интегрированной активной метаповерхностью, обеспечивающей формирование одиночного узконаправленного луча с электронным управлением его направлением. Динамическое сканирование луча реализуется за счет активной метаповерхности на основе микрорезонаторов с варикапами, позволяющей управлять фазой проходящей электромагнитной волны. Результаты моделирования показали возможность достижения диапазона перестройки фазы порядка 304° , что достаточно для формирования заданного фазового распределения и существенного изменения направления излучения.

2. Разработанная антенна демонстрирует возможность применения в перспективных реконфигурируемых антенных системах миллиметрового диапазона и может быть применена в практических системах для повышения энергоэффективности радиосвязи, реализации адаптивного пространственного формирования луча и оптимизации распределения сетевых ресурсов. Полученные данные подтверждают целесообразность использования предложенного подхода при создании антенных систем перспективных стандартов B5G.

3. Спроектированная антенна демонстрирует высокий потенциал для возможного применения в адаптивных системах связи нового поколения B5G. Дальнейшие исследования будут направлены на оптимизацию фазового профиля метаповерхности с целью повышения точности наведения луча и подавления боковых лепестков, а также на учет влияния линий питания варикапов.

4. Работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований, проект Ф24КИТГ-005.

Список литературы

1. On Challenges of Sixth-Generation (6G) Wireless Networks: A Comprehensive Survey of Requirements, Applications, and Security Issues / M. S. Akbar [et al.] // Journal of Network and Computer Applications. 2025. Vol. 233.

2. Pourgholamhossein, Z. Reconfigurable Huygens' Metasurface-Based Unit-Cell and Electronically Steerable Active Flat-Lens Antenna at the Ka-Band / Z. Pourgholamhossein, T. A. Denidni // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2024. Vol. 73, No 5. P. 2791–2803.
3. 1 Bit Electronically Reconfigurable Folded Reflectarray Antenna Based on Pin Diodes for Wide-Angle Beam-Scanning Applications / Z. Wang [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2020. Vol. 68, No 9. P. 6806–6810.
4. Rotshild, D. Realization and Validation of Continuous Tunable Metasurface for High Resolution Beam Steering Reflector at K-Band Frequency / D. Rotshild, A. Abramovich // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2021. Vol. 31, No 4.
5. Verho, S. Design of a Compact and Minimalistic Intermediate Phase Shifting Feed Network for Ka-Band Electrical Beam Steering / S. Verho, J. Y. Chung // *Sensors*. 2024. Vol. 24, No 4.
6. Dynamic Metasurface Reflectors Based on Coupled Resonators for Simultaneous Magnitude and Phase Control / M. K. Emara [et al.] // *IEEE Access*. 2023. Vol. 11. P. 129552–129565.
7. Ge, Y. Broadband Folded Transmitarray Antenna Based on an Ultrathin Transmission Polarizer / Y. Ge, C. Lin, Y. Liu // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. Vol. 66, No 11. P. 5974–5981.
8. Сравнительный анализ антенных систем Ка-диапазона с сетью питания на основе несимметричной и симметричной полосковых линий / И. А. Фаняев [и др.] // *Известия Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины*. 2026. № 3. С. 117–122.
9. Активная передающая бианизотропная метаповерхность с функцией управления фазой для B5G/6G приложений беспроводной связи / И. А. Фаняев [и др.] // *Проблемы физики, математики и техники*. 2025. Т. 65, № 4. С. 103–107.

Поступила 20.05.2026

Принята в печать 01.07.2026

References

1. Akbar M. S., Hussain Z., Ikram M., Sheng Q. Z., Mukhopadhyay S. C. (2025) On Challenges of Sixth-Generation (6G) Wireless Networks: A Comprehensive Survey of Requirements, Applications, and Security Issues. *Journal of Network and Computer Applications*. (233).
2. Pourgholamhossein Z., Denidni T. A. (2024) Reconfigurable Huygens' Metasurface-Based Unit-Cell and Electronically Steerable Active Flat-Lens Antenna at the Ka-Band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 73 (5), 2791–2803.
3. Wang Z., Ge Y., Pu J., Chen X., Li G., Wang Y., et al. (2020) 1 Bit Electronically Reconfigurable Folded Reflectarray Antenna Based on Pin Diodes for Wide-Angle Beam-Scanning Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 68 (9), 6806–6810.
4. Rotshild D., Abramovich A. (2021) Realization and Validation of Continuous Tunable Metasurface for High Resolution Beam Steering Reflector at K-Band Frequency. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 31 (4).
5. Verho S., Chung J. Y. (2024) Design of a Compact and Minimalistic Intermediate Phase Shifting Feed Network for Ka-Band Electrical Beam Steering. *Sensors*. 24 (4).
6. Emara M. K., Kundu D., Macdonell K., Rufail L. M., Gupta S. (2023) Dynamic Metasurface Reflectors Based on Coupled Resonators for Simultaneous Magnitude and Phase Control. *IEEE Access*. 11, 129552–129565.
7. Ge Y., Lin C., Liu Y. (2018) Broadband Folded Transmitarray Antenna Based on an Ultrathin Transmission Polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 66 (11), 5974–5981.
8. Fanyaev I. A., Timoshenko A. A., Samofalov A. L., Semchenko I. V., Khakhomov S. A. (2026) Comparative Analysis of Ka-Band Antenna Systems with a Feed Network Based on Asymmetric and Symmetric Striplines. *Proceedings of Francisk Skorina Gomel State University*. (3), 117–122 (in Russian).
9. Fanyaev I. A., Timoshenko A. A., Samofalov A. L., Khakhomov S. A., Semchenko I. V., Jihong Gu, et al. (2025) Active Transmitting Bianisotropic Metasurface with Phase Control Function for B5G/6G Applications of Wireless Communications. *Problems of Physics, Mathematics and Technics*. 65 (4), 103–107 (in Russian).

Received: 20 May 2026

Accepted: 1 July 2026

Вклад авторов

Фаняев И. А. выработал общую идею и концепцию, предложил конструкции Т-образных делителей мощности, систему питания, заложил основы электродинамической модели антенны и активной метаповерхности, участвовал в обсуждении результатов.

Тимошенко А. А. выполнил компьютерное моделирование топологий, расчеты и оптимизацию геометрических параметров патч-антенн и активной метаповерхности, провел анализ S-параметров и диаграмм направленности, участвовал в обсуждении результатов.

Хахомов С. А. осуществил научное руководство проектом, контролировал соответствие результатов требованиям стандартов B5G, координировал этапы исследования и участвовал в обсуждении полученных результатов, формулировал выводы.

Authors' contribution

Fanyaev I. developed the general idea and concept, proposed the design of T-shaped power dividers, a power supply system, laid the foundations of an electrodynamic model of an antenna and an active metasurface, and participated in the discussion of the results.

Timoshenko A. performed computer simulations of the topologies, conducted calculations and optimization of the geometric parameters for the patch antennas and active metasurface, and analyzed the S-parameters and radiation patterns. Participated in the discussion of the results.

Khakhomov S. provided scientific guidance for the project, monitored the compliance of the results with the requirements of B5G standards, coordinated the stages of the research and participated in the discussion of the results obtained, and formulated conclusions.

Сведения об авторах

Фаняев И. А., канд. техн. наук, доц. каф. радиофизики и электроники, Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (ГГУ им. Ф. Скорины)

Тимошенко А. А., студ., ГГУ им. Ф. Скорины

Хахомов С. А., д-р физ.-мат. наук, доц. каф. оптики, ГГУ им. Ф. Скорины

Адрес для корреспонденции

246028, Республика Беларусь,
Гомель, ул. Советская, 104
Гомельский государственный университет
имени Франциска Скорины
Тел.: +375 44 754-01-57
E-mail: fanyaev@gmail.com
Фаняев Иван Александрович

Information about the authors

Fanyaev I., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor of the Department of Radiophysics and Electronics, Francisk Skorina Gomel State University (FS GSU)

Timoshenko A., Student, FS GSU

Khakhomov S., Dr. Sci. (Phys. and Math.), Associate Professor of the Department of Optics, FS GSU

Address for correspondence

246028, Republic of Belarus,
Gomel, Sovetskaya St., 104
Francisk Skorina
Gomel State University
Tel.: +375 44 754-01-57
E-mail: fanyaev@gmail.com
Fanyaev Ivan



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-38-46>

УДК 681.5, 681.7, 621.7

РАЗРАБОТКА ПЛАТФОРМЕННО-ОРИЕНТИРОВАННОГО АЛГОРИТМА СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОЙ НЕЙРОСЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ЛАЗЕРНОЙ ПОЛИРОВКИ КВАРЦЕВЫХ СТЕКОЛ

В. А. ПРОХОРЕНКО, В. С. СМОРОДИН, Ю. В. НИКИТЮК

Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (Гомель, Республика Беларусь)

Аннотация. Предложен алгоритм эволюционного синтеза архитектур нейронных сетей, ориентированный на решение задач мониторинга технологических процессов в условиях ограниченных вычислительных ресурсов и обучающих выборок в режиме реального времени. Алгоритм основан на модифицированном подходе нейроэволюции, в котором геном особи включает в себя граф крупных функциональных блоков и происходит отслеживание истории инноваций. Оценка особей популяции выполнялась многокритериальным алгоритмом NSGA-II на основе точности классификации и времени прямого прохода сети на целевом устройстве. Работоспособность алгоритма продемонстрирована на задаче классификации изображений с использованием набора данных CIFAR-10, а также на прикладной задаче классификации режимов работы при реализации технологической операции лазерной однолучевой полировки кварцевых стекол.

Ключевые слова: нейронные сети, нейроэволюция, поиск нейросетевых архитектур, лазерная обработка материалов, мониторинг технологических процессов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Прохоренко, В. А. Разработка платформенно-ориентированного алгоритма синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры для мониторинга лазерной полировки кварцевых стекол / В. А. Прохоренко, В. С. Смородин, Ю. В. Никитюк // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 38–46. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-38-46>.

DEVELOPMENT OF A PLATFORM-ORIENTED ALGORITHM FOR SYNTHESIZING AN OPTIMAL NEURAL NETWORK ARCHITECTURE FOR MONITORING LASER POLISHING OF QUARTZ GLASS

VLADISLAV PROKHORENKO, VICTOR SMORODIN, YURI NIKITJUK

Francisk Skorina Gomel State University (Gomel, Republic of Belarus)

Abstract. An evolutionary synthesis algorithm for neural network architectures is proposed. It is designed to address real-time process monitoring tasks with limited computing resources and training data. The algorithm is based on a modified neuroevolution approach, in which the individual genome comprises a graph of large functional blocks and the history of innovations is tracked. The evaluation on population individuals was performed by the multi-criteria algorithm NSGA-II based on classification accuracy and the forward pass time network on the target device. The algorithm's performance is demonstrated on an image classification task using the CIFAR-10 dataset, as well as on the applied task of classifying operating modes during the single-beam laser polishing of quartz glass.

Keywords: neural networks, neuroevolution, search for neural network architectures, laser processing of materials, monitoring of technological processes.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Prokhorenko V., Smorodin V., Nikitjuk Yu. (2026) Development of a Platform-Oriented Algorithm for Synthesizing an Optimal Neural Network Architecture for Monitoring Laser Polishing of Quartz Glass. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 38–46. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-38-46> (in Russian).

Введение

Автоматизированное проектирование нейросетевых архитектур – важная задача на современном этапе развития области машинного обучения. Экспертное конструирование архитектур нейронных сетей является сложным и требует специфического опыта работы с предметной областью. В связи с этим в настоящее время активно развиваются методы поиска нейросетевых архитектур (Neural Architecture Search, NAS), позволяющие сгенерировать нейронную сеть под конкретную техническую задачу. Среди методов NAS можно выделить в отдельную категорию эволюционные методы поиска архитектуры сети.

При мониторинге технологических процессов лазерной обработки материалов, в частности лазерной полировки кварцевых стекол, по одномодалному видеосигналу при наличии источника поляризованного света можно визуально оценить степень полировки за пятном лазерного излучения в режиме реального времени по наличию ряда характерных визуальных признаков. Выявление и своевременная коррекция режимов выполнения технологической операции, в которых происходит недостаточная полировка, либо наоборот, перегрев области обработки, – важная научно-техническая задача, решение которой позволит повысить качество выпускаемой продукции и снизить уровень брака. Использование нейронных сетей в технической системе в режиме реального времени предъявляет жесткие требования к скорости и точности классификации режимов обработки стекол. В этих условиях особую значимость приобретает задача синтеза аппаратно-эффективной нейросетевой архитектуры, позволяющая обеспечить баланс между качеством распознавания и скоростью обработки сенсорных данных.

Обзор существующих подходов

В истории развития методов эволюции нейронных сетей можно выделить алгоритм NEAT [1], в котором происходит совместная эволюция весов и архитектуры сети, а также используется механизм отметок инноваций для возможности реализации скрещивания особей популяции с частично совпадающей историей. Идеи NEAT были обобщены на глубокие нейросетевые модели в алгоритмах DeepNEAT и CoDeepNEAT [2], где пространство эволюционного поиска включает в себя композиции блоков глубоких сетей. Принципиальными преимуществами такого подхода являются расширение пространства поиска и возможность открытия нетривиальных нейросетевых архитектур. Однако значительный его недостаток – высокая вычислительная сложность, так как оценка членов популяции требует их обучения. А это приводит к тому, что время поиска оптимальной архитектуры может занимать сотни GPU-часов [2].

Следует отметить, что эволюционный поиск является лишь одним из направлений NAS. В тот же период времени, что и CoDeepNEAT, разрабатывались подходы, основанные на обучении с подкреплением [3]. Согласно [3], рекуррентная сеть на основе методов обучения с подкреплением обучалась генерировать такие нейросетевые архитектуры, которые максимизировали точность в рассматриваемой задаче классификации. Однако, несмотря на высокое качество открытых архитектур, практическая реализация данных методов также требовала сотни GPU-часов поиска. В обзоре предметной области [4] подчеркивается, что именно ускорение процедуры оценки архитектур-кандидатов в методах NAS является важнейшей задачей исследований.

В последующих работах по тематике предлагался ряд подходов к снижению стоимости этой процедуры за счет использования вместо полного обучения нейронных сетей приближенных оценок их качества. К числу таких подходов можно отнести неполное обучение (low-fidelity training) и применение различных стратегий раннего выхода (early exit), позволяющие не исключать неэффективные архитектуры без полного цикла обучения [4, 5]. Так, в [5] предложены эволюционные NAS с механизмами раннего выхода, что позволило радикально сократить время поиска по сравнению с рядом более ранних NAS-алгоритмов. Можно также выделить использование приближенных оценок качества нейросетевых архитектур, в том числе предсказание времени прямого прохода.

Отдельно следует отметить такое направление современных исследований, как платформенно-ориентированные алгоритмы NAS, в которых архитектура оптимизируется не только по качеству классификации, но и по выполнению на целевом устройстве. Например, в [6] предложено выполнять оценку архитектуры не через оценку числа операций с плавающей точкой, а через непосред-

ственно либо приближенно измеренное время прямого прохода. Такой подход нашел применение при разработке компактных сверточных нейросетей для мобильных устройств с ограниченными вычислительными ресурсами. В последние годы для мобильных устройств был вручную спроектирован ряд производительных архитектур, таких как MobileNetV2, MobileNetV3 [7, 8], с архитектурными макроблоками, которые можно использовать для формирования пространства поиска в алгоритмах NAS.

Формирование пространства поиска нейросетевых архитектур для алгоритма

В исследованиях в качестве минимального структурного элемента, который в процессе мутации может быть добавлен в архитектуру, использовали макроблок сверточной архитектуры. Также были выбраны макроблоки по сверточным нейросетям последних лет:

- MBConv [8] – эффективный сверточный блок с остаточной связью;
- Fused-MBConv [9] – является развитием MBConv, где часть операций объединяется для повышения скорости обучения и прямого прохода;
- Dynamic Convolution [10], где повышение точности достигается за счет адаптивного взвешивания фильтров;
- ShuffleBlock, использованный в сети ShuffleNetV2 [11] архитектуры, оптимизированной для практической аппаратной эффективности;
- ConvNeXt [12], отличающийся использованием операции нормализации слоя (LayerNorm);
- UIB (Universal Inverted Bottleneck), использованный в MobileNetV4, который является дальнейшим развитием мобильных инвертированных архитектур [13].

В отличие от ряда предложенных в последние годы алгоритмов NAS, где ускорение процедуры поиска достигается за счет сужения пространства поиска, задания шаблона сети, для которого перебираются различные варианты операций или используются градиентные методы поиска [4, 14–16], в проводимых исследованиях авторы статьи осуществляли эволюционный поиск архитектуры на основе схемы кодирования геномов, скрещиваний, мутаций и отслеживания инноваций из классического алгоритма NEAT [1]. NEAT за счет использования разнородных современных блоков потенциально способен открывать нетривиальные архитектуры более высокого уровня организации, тогда как сокращение времени поиска обеспечивается за счет оценки пригодности членов генома по укороченной процедуре обучения. Используемые в предлагаемом алгоритме блоки приведены на рис. 1.

Алгоритм эволюционного синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры

Пусть $Population = \{G_1, G_2, \dots, G_N\}$ – популяция из N особей, где G_i – геном члена популяции. $Arch(G)$ – нейросетевая архитектура, соответствующая геному G . Пусть геном G кодируется ориентированным ациклическим графом $g = (V, E)$, где каждая вершина $v \in V$ представляет собой входы сети $Input$, выходной блок сети F_{OUT} , содержащий выходной слой сети, либо один вычислительный блок сети Blk_i из множества выбираемых пользователем алгоритма перед началом его использования нейросетевых блоков $Blocks = \{Blk_1, Blk_2, \dots, Blk_B\}$.

Цель алгоритма – генерация нейросетевой архитектуры $Arch(G^*)$, оптимальной по совокупности численных критериев $C = \{C_1, C_2, \dots, C_R\}$, вычисляемых процедурами оценки нейросетевых архитектур $Eval(Arch(G))$ и $Eval_{short}(Arch(G))$, которые определяются до начала использования алгоритма.

В алгоритме использовались следующие наборы мутаций:

- добавление связи между узлами $v_1, v_2 \in V$ графа $g = (V, E)$;
- удаление (отключение) связи между узлами $v_1, v_2 \in V$ графа $g = (V, E)$, если это не нарушает связности графа и есть подмножество ребер $E^* \in E$, представляющее собой путь из v_{Input} в v_{FOUT} ;
- добавление вершины в граф: выбирается случайное ребро графа $e(v_1, v_2) \in E$, оно деактивируется, создается со случайно выбранным из множества $Blocks$ вершина v_{new} , добавляется два ребра $e(v_1, v_{new})$ и $e(v_{new}, v_2)$;
- удаление случайной вершины v графа $g = (V, E)$ и ребер, связанных с этой вершиной;

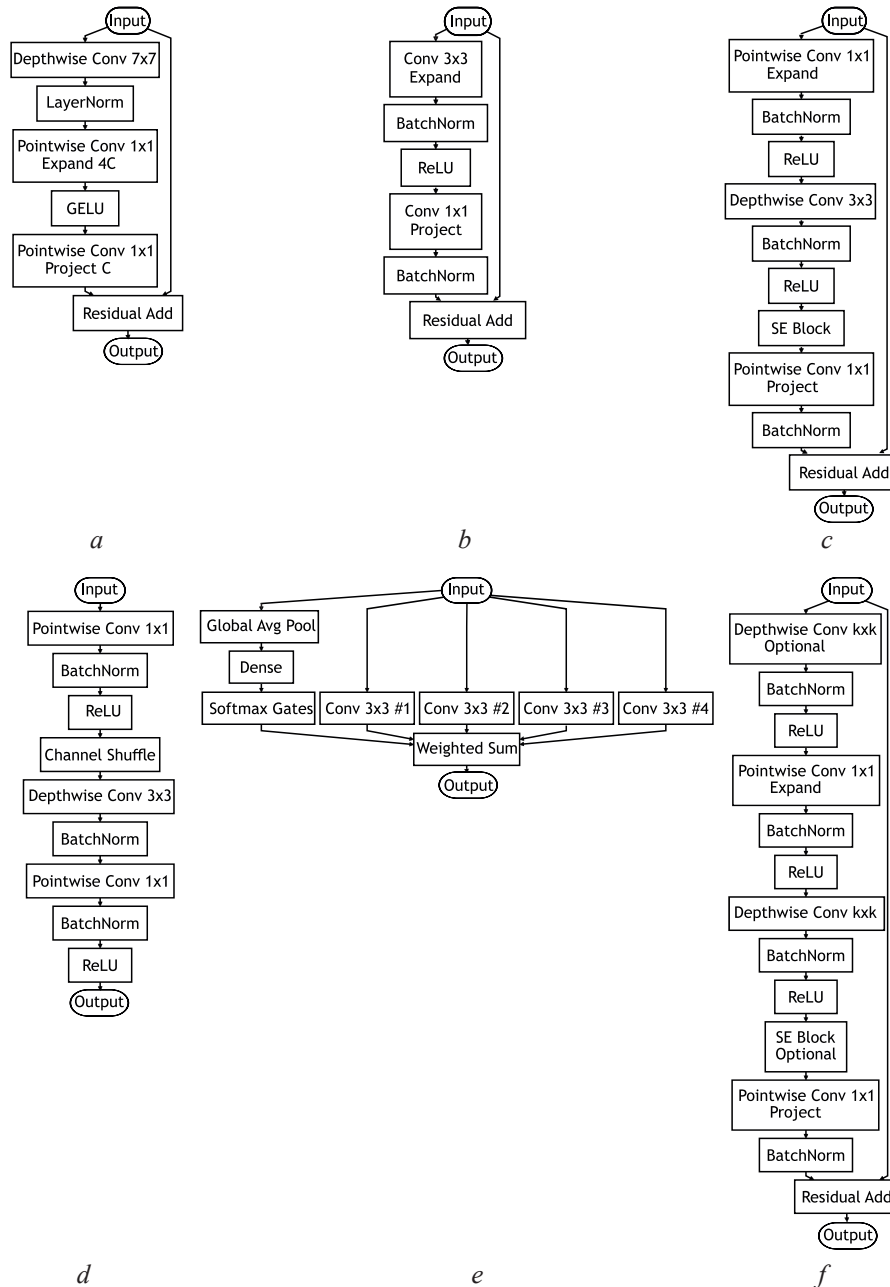


Рис. 1. Схемы использованных в алгоритме архитектурных блоков: *a* – ConvNeXt; *b* – Fused-MBConv; *c* – MBConv; *d* – ShuffleBlock; *e* – Dynamic Convolution; *f* – UIB

Fig. 1. Schemes of the architectural blocks used in the algorithm: *a* – ConvNeXt; *b* – Fused-MBConv; *c* – MBConv; *d* – ShuffleBlock; *e* – Dynamic Convolution; *f* – UIB

– случайные изменения параметров блока Blk_i , соответствующего случайной вершине v графа $g = (V, E)$.

Вероятности появления мутаций задаются множеством $P_{mut} = \{P_1, P_2, P_3, P_4, P_5\}$ и определяются пользователем алгоритма до начала его использования.

Для обеспечения корректного сопоставления структурных мутаций между различными геномами в алгоритме применяется глобальный трекер инноваций (*InnovationTracker*), который хранит множества $\{innov_{node}^i\}$ и $\{innov_{conn}^j\}$ уникально нумерованных инноваций, связанных с вершинами графа и ребрами соответственно. В алгоритме используется процедура отбора $SelectForCrossover(Population_k)$ членов популяции текущего поколения $\{G_i^{sel}\} \in Population_k$, $i = 1, 2, \dots, N_S$, $N_S < N$, для скрещивания, которая определяется пользователем алгоритма перед началом его применения.

В алгоритме используется процедура скрещивания $G_{new} = Crossover(G_1, G_2)$, реализованная, как в NEAT [1], но на уровне крупных блоков, а не отдельных нейронов. Алгоритм выполнялся по следующим этапам.

1. Пользователь алгоритма определяет набор нейросетевых блоков *Blocks*, выходной блок сети F_{OUT} , состав численных критериев оценки членов популяции $\{C_1, C_2, \dots, C_R\}$, определяет вычислительные процедуры $Eval(Arch(G))$ и $Eval_{short}(Arch(G))$ полной и короткой оценок члена популяции, количество особей популяции N , максимальное число поколений T_{max} , функцию ранней остановки эволюции $EarlyExit(C(G))$, принимающую значения $\{True, False\}$, множество вероятностей возникновения мутаций $P_{mut} = \{P_1, P_2, P_3, P_4, P_5\}$. Пользователь выбирает стратегию многокритериального отбора и определяет процедуру отбора членов популяции $SelectForCrossover(Population_k)$, число членов популяции N и максимальное число поколений K .

2. Инициализация популяции N геномами.

3. Оценка всех членов начальной популяции с помощью процедуры $C(G_i) = Eval_{short}(Arch(G_i))$.

4. Начало основного цикла алгоритма.

5. Применение процедуры отбора членов популяции для скрещивания популяции $SelectForCrossover(Population_k)$, реализующей выбранную пользователем стратегию многокритериального отбора. На ее основе определяется множество геномов, допущенных к скрещиванию.

6. Формирование нового поколения $Population_{k+1}$ на основе геномов, отобранных на шаге 5. Новые члены популяции последовательно создаются с использованием операторов скрещивания $G_{new} = Crossover(G_1, G_2)$ и набора мутаций до тех пор, пока размер новой популяции не достигнет N . Конкретный способ выбора родительских пар, включения элитных особей, замещения предыдущего поколения и формирования итогового состава $Population_{k+1}$ определяется выбранной пользователем стратегией многокритериального отбора.

7. Оценка новых членов популяции процедурой $Eval_{short}(Arch(G))$. При этом проверяется условие $EarlyExit(C(G)) = True$, при его выполнении цикл прекращается и осуществляется переход на шаг 9. Лучшим геномом считается тот, который вызвал раннюю остановку цикла эволюционного поиска.

8. Если было осуществлено число шагов цикла $k = K$, то алгоритм останавливается. Лучшим геномом считается тот, который был возвращен первым процедурой $SelectForCrossover(Population_k)$. Иначе выполняется возвращение к шагу 5.

9. Для лучшего генома выполняется процедура $Eval(Arch(G))$ полного обучения и вычисляются финальные метрики оценки качества нейросети применительно к решаемой задаче. Итоговая нейросетевая модель сохраняется.

Результаты применения алгоритма

Предложенный алгоритм применялся к задачам классификации изображений известного набора данных CIFAR-10 [17] и классификации режимов реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол [18]. При решении задачи синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры для распознавания изображений зоны обработки в случае реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол и задачи распознавания изображений CIFAR-10 в качестве численных критериев оценки нейросетевой архитектуры выбирались точность на валидационном множестве val_acc по результатам реализации процедуры неполного обучения нейросети на выборках исходных данных, содержащих размеченные изображения, а также средняя скорость прямого прохода сети на целевом устройстве dev_lat . Под работой в режиме реального времени в данной статье понимается режим потоковой обработки изображений зоны лазерной обработки, при котором время прямого прохода нейросетевой модели на целевом устройстве меньше допустимого интервала обновления данных мониторинга.

Процедура полной оценки включала в себя обучение на протяжении 15 эпох на исходном наборе данных изображений. Процедура раннего выхода состояла в проверке значения val_acc на превышение величины 0,62 в случае задачи классификации CIFAR-10 и 0,7 – в случае классификации изображений лазерной обработки. Вероятности мутаций были заданы как $\{0,4, 0, 0,5, 0, 0,4\}$. Использовалась стратегия многокритериального отбора членов популяции из известного

алгоритма NSGA-II [19]. Программная реализация выполнялась на языке Python с помощью библиотек Keras и Tensorflow. По результатам применения алгоритма найдены нейросетевые архитектуры, которые позволили распознавать изображения из набора данных CIFAR-10 с точностью не менее 0,72 и режимы лазерной полировки кварцевых стекол с точностью не менее 0,98 (по результатам кросс-валидации) на целевом устройстве с видеокартой NVIDIA GTX 1070 со средним временем обработки изображения 8–10 мс.

В задаче классификации изображений известного набора данных CIFAR-10 с цветными (три канала) изображениями разрешением 32×32 10 000 изображений использовались в процессе короткого обучения для валидации, 50 000 – для обучения сетей. На рис. 2, *a* показана архитектура сети, найденная алгоритмом на втором поколении его реализации, на рис. 2, *b* представлен график распределения геномов, полученных в ходе двух поколений работы алгоритма, в пространстве критериев точности и времени прямого прохода сети на устройстве при решении задачи классификации изображений из набора данных CIFAR-10.

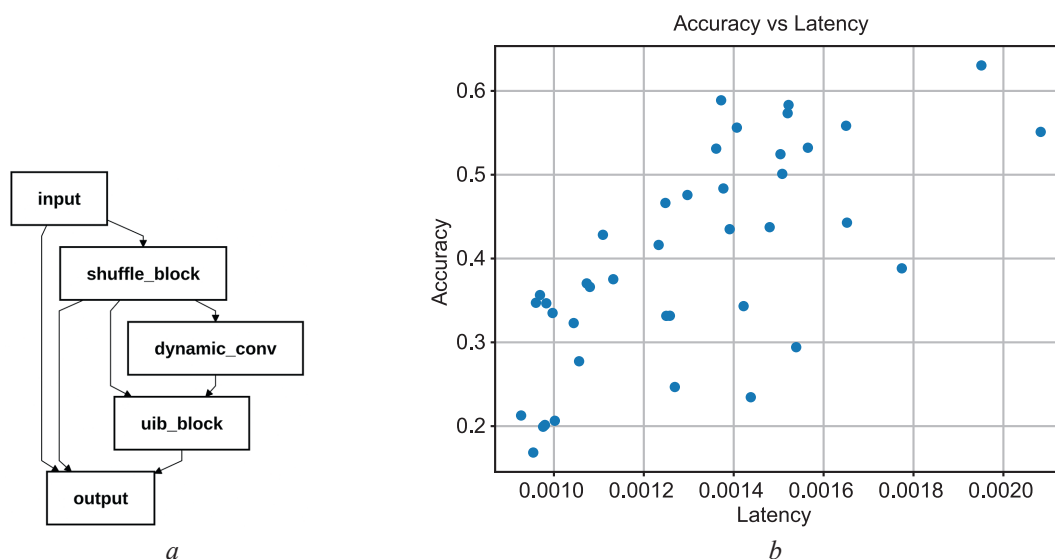


Рис. 2. Задача классификации изображений набора данных CIFAR-10:

a – схема архитектуры нейронной сети, найденной алгоритмом на втором поколении;

b – график распределения геномов, полученных в ходе двух поколений работы алгоритма

Fig. 2. Image classification problem of the CIFAR-10 dataset: *a* – diagram of the neural network architecture found by the algorithm in the second generation; *b* – plot of the distribution of genomes obtained during two generations of the algorithm's operation

В табл. 1 приведены значения метрик оценки и параметров нейросети, полностью обученной на наборе данных CIFAR-10, после полного цикла обучения на протяжении 15 эпох. Число членов популяции – 20, максимальное число поколений – 5. Обучение сетей производилось оптимизатором Adam со значением скорости обучения $\alpha = 1e - 3$ на графическом ускорителе NVIDIA T4. Время, затраченное на поиск архитектуры, составило 48 мин.

Таблица 1. Значения метрик оценки и параметров нейросети, обученной на наборе данных CIFAR-10

Table 1. Values of evaluation metrics and parameters of the neural network trained on the CIFAR-10 dataset

Метрика		Число параметров	Время прямого прохода, мс
Top-1 Accuracy	Top-5 Accuracy		
0,7292	0,9795	77 198	2,0

В задаче классификации изображений, снятых камерой во время реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол, рассматривались три класса: нормальная полировка, недополировка и переполировка. Объем исходной выборки составил 10 332 изображения (3709 изображений нормальной полировки, 4231 изображение недополировки, 2392 изображения переполировки). Примеры исходных изображений, использованных при обучении нейросетей распознаванию режимов реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол, приведены на рис. 3. Исходные изображения имели разрешение 384×384 (три

канала), перед обработкой сетью разрешение было уменьшено до 32×32 , изображения приводились к черно-белому виду (один канал). На каждой итерации данные разделялись на обучающую и тестовую подвыборки в отношении 80/20 с сохранением долей классов.

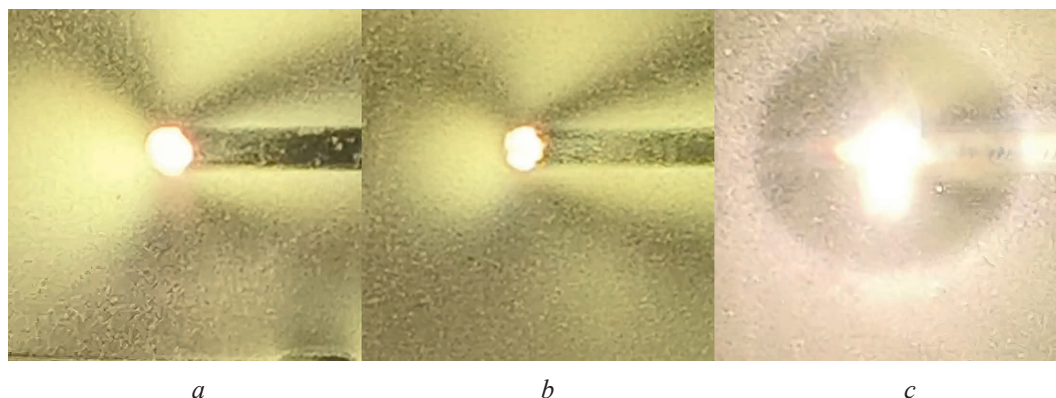


Рис. 3. Примеры изображений, использованных при обучении нейросетей распознаванию режимов лазерной полировки кварцевых стекол:

a – нормальная полировка; *b* – недополировка; *c* – переполировка (расплавление)

Fig. 3. Examples of images used to train neural networks to recognize laser polishing modes for quartz glass:

a – normal polishing; *b* – underpolishing; *c* – overpolishing (melting)

На рис. 4 показана архитектура нейронной сети, найденная алгоритмом за пять поколений его реализации в задаче классификации изображений зоны лазерной обработки при реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол (приведены отслеживаемые инновации для соединений). При этом условием раннего выхода было достижение точности валидации по результатам сокращенного цикла обучения 0,70, но оно не было активировано.

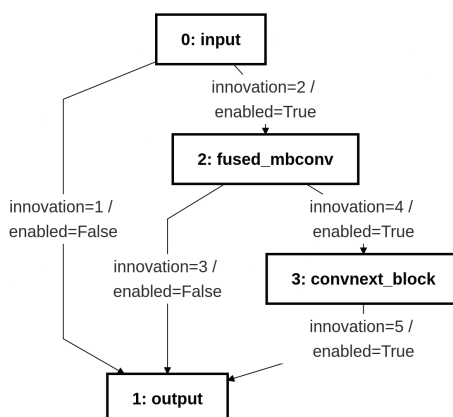


Рис. 4. Архитектура нейронной сети, найденной алгоритмом за пять поколений

Fig. 4. The architecture of the neural network found by the algorithm in five generations

В табл. 2 приведены значения метрик оценки и параметров лучшей архитектуры нейронной сети для распознавания режимов реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол после пятикратной кросс-валидации с полным циклом обучения (15 эпох). Число членов популяции – 25, максимальное число поколений – 5. Обучение сетей производилось оптимизатором Adam со значением скорости обучения $\alpha = 1e - 3$ на графическом ускорителе NVIDIA GTX1070. Время, затраченное на поиск архитектуры, составило 50 мин.

Таблица 2. Метрики оценки и параметры лучшей архитектуры нейронной сети

Table 2. Evaluation metrics and parameters for the best neural network architecture

Метрика				Число параметров	Время прямого прохода, мс
Accuracy	Average Recall	Average Precision	Average F1		
0,9830	0,9844	0,9841	0,9841	12 619	8–10

Заключение

1. Представлен платформенно-ориентированный алгоритм эволюционного синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры, который может применяться при разработке систем мониторинга процессов лазерной обработки в режиме реального времени. Результаты проведенных экспериментов подтверждают работоспособность и практическую применимость данного алгоритма для задач классификации изображений в условиях ограниченных вычислительных ресурсов и потоковой обработки изображений.

2. Показано, что использование нейроэволюционного поиска с процедурой многокритериального отбора архитектур-кандидатов по точности и времени прямого прохода, а также с механизмами ускоренной оценки кандидатов позволяет находить компактные и эффективные архитектуры как для задачи классификации известного набора данных CIFAR-10, так и для прикладной задачи классификации изображений зоны лазерной обработки при осуществлении мониторинга реализации технологической операции лазерной полировки кварцевых стекол. При этом вопросы гарантированного жесткого реального времени на уровне промышленного контроллера и операционной системы требуют дальнейших исследований.

3. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности предложенного подхода для построения интеллектуальных систем технологического мониторинга, функционирующих непосредственно на целевых аппаратных платформах, и могут быть применены в качестве компонентов интеллектуальных компьютерных систем для реализации алгоритмов построения обратных связей по управлению технологическими операциями автоматизированных технологических систем.

Список литературы / References

1. Stanley K. O., Miikkulainen R. (2002) Evolving Neural Networks through Augmenting Topologies. *Evolutionary Computation*. 10 (2), 99–127.
2. Miikkulainen R., Liang J., Meyerson E., Rawal A., Fink D., Francon O. (2017) Evolving Deep Neural Networks. *arXiv preprint arXiv:1703.00548*.
3. Zoph B., Le Q. V. (2016) Neural Architecture Search with Reinforcement Learning. *arXiv preprint arXiv:1611.01578*.
4. Elsken T., Metzen J. H., Hutter F. (2019) Neural Architecture Search: A Survey. *Journal of Machine Learning Research*. 20 (55), 1–21.
5. Termritthikun C., Jamtsho Y., Ieamsaard J., Muneesawang P., Lee I. (2021) EEEA-Net: An Early Exit Evolutionary Neural Architecture Search. *arXiv preprint arXiv:2108.06156*.
6. Tan M., Chen B., Pang R., Vasudevan V., Sandler M., Howard A., et al. (2019) MnasNet: Platform-Aware Neural Architecture Search for Mobile. *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*.
7. Sandler M., Howard A., Zhu M., Zhmoginov A., Chen L.-C. (2018) MobileNetV2: Inverted Residuals and Linear Bottlenecks. *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*.
8. Howard A., Sandler M., Chu G., Chen L., Chen B., Tan M., et al. (2019) Searching for MobileNetV3. *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV)*.
9. Tan M., Le Q. V. (2021) EfficientNetV2: Smaller Models and Faster Training. *Proceedings of the 38th International Conference on Machine Learning (ICML)*.
10. Chen Y., Dai X., Liu M., Chen D., Yuan L., Liu Z. (2020) Dynamic Convolution: Attention over Convolution Kernels. *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*.
11. Ma N., Zhang X., Zheng H.-T., Sun J. (2018) ShuffleNet V2: Practical Guidelines for Efficient CNN Architecture Design. *Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV)*.
12. Liu Z., Mao H., Wu C.-Y., Feichtenhofer C., Darrell T., Xie S. (2022) A ConvNet for the 2020s. *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*.
13. Qin D., Lechner C., Delakis M., Fornoni M., Luo S., Yang F., et al. (2024) MobileNetV4: Universal Models for the Mobile Ecosystem. *arXiv preprint arXiv:2404.10518*.
14. Dong X., Hu Y., Yang Y., Tian Y. (2021) Differentiable Architecture Search with Directional Derivatives. *Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS)*.
15. Chen T., Xu Y., Wang S., Li H. (2020) Progressive Supernet Optimization for Efficient Neural Architecture Search. *Proceedings of the 37th International Conference on Machine Learning (ICML)*.
16. Cai H., Zhu L., Han S. (2020) Once for All: Train One Network and Specialize it for Efficient Deployment. *International Conference on Learning Representations (ICLR)*.

17. Krizhevsky A. (2009) *Learning Multiple Layers of Features from Tiny Images*.
18. Emelyanov V. A., Shershnev E. B., Nikityuk Yu. V., Sokolov S. I., Aushev I. Yu. (2022) Optimization of Laser Polishing of Quartz Glass Using the Method of Computational Experiment Design. *Problems of Physics, Mathematics and Engineering*. 51 (2), 26–30. https://doi.org/10.54341/20778708_2022_2_51_26 (in Russian).
19. Deb K., Pratap A., Agarwal S., Meyarivan T. (2002) A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*. 6 (2), 182–197.

Поступила 07.04.2026

Принята в печать 05.05.2026

Received: 7 April 2026

Accepted: 5 May 2026

Вклад авторов

Прохоренко В. А. разработал и реализовал платформенно-ориентированный алгоритм эволюционного синтеза оптимальной нейросетевой архитектуры для мониторинга технологических операций лазерной обработки в режиме реального времени, подготовил рукопись статьи.

Сморodin В. С. провел консультацию по теоретической части и интерпретации результатов, сформулировал и уточнил исследовательские задачи и цели.

Никитюк Ю. В. разработал требования технологического регламента осуществления мониторинга и управления технологической операцией лазерной обработки материалов, предоставил набор размеченных изображений зоны лазерной обработки.

Authors' contribution

Prokhorenko V. developed and implemented a platform-oriented algorithm for the evolutionary synthesis of an optimal neural network architecture for monitoring laser processing operations in real time, prepared the manuscript to the article.

Smorodin V. provided consultation on the theoretical part and interpretation of the results, formulated and clarified the research objectives and goals.

Nikitjuk Yu. developed requirements for technological regulations for monitoring and managing the technological operation of laser processing of materials, and provided a set of marked images of the laser processing zone.

Сведения об авторах

Прохоренко В. А., ст. преп. каф. математических проблем управления и информатики, Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (ГГУ ФС)

Сморodin В. С., д-р техн. наук, проф., зав. каф. математических проблем управления и информатики, ГГУ ФС

Никитюк Ю. В., канд. физ.-мат. наук, доц., проректор по учебной работе, ГГУ ФС

Адрес для корреспонденции

246028, Республика Беларусь,
Гомель, ул. Кирова, 119
Гомельский государственный университет
имени Франциска Скорины
Тел.: +375 232 51-03-04
E-mail: shnysct@gmail.com
Прохоренко Владислав Александрович

Information about the authors

Prokhorenko V., Senior Lecturer at the Department of Mathematical Problems of Control and Computer Science, Francisk Skorina Gomel State University (FS GSU)

Smorodin V., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Head of the Department of Mathematical Problems of Control and Computer Science, FS GSU

Nikitjuk Yu., Cand. Sci. (Phys. and Math.), Associate Professor, Vice-Rector for Academic Affairs, FS GSU

Address for correspondence

246028, Republic of Belarus,
Gomel, Kirova St., 119
Francisk Skorina
Gomel State University
Tel.: +375 232 51-03-04
E-mail: shnysct@gmail.com
Prokhorenko Vladislav



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-47-53>

УДК 539.216.2:546.24

МНОГОСЛОЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПАМЯТИ $\text{Al-Al}_2\text{Te}_3\text{-SnTe-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$

Е. Ф. ТРОЯН¹, А. Г. СМІРНОВ¹, А. А. СТЕПАНОВ¹, С. Ю. ХАРЬКОВ¹, Е. Ю. КОРОЛЕВА²,
А. В. ФИЛИМОНОВ³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

²Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе (Санкт-Петербург, Российская Федерация)

³Санкт-Петербургский политехнический университет имени Петра Великого
(Санкт-Петербург, Российская Федерация)

Аннотация. В статье представлено исследование физических процессов на границе раздела в тонкопленочных структурах на основе двух- и трехкомпонентных халькогенидов, определяющих механизмы фазовых переходов и памяти. Предложена альтернативная концепция резистивного порогового переключения на границах раздела двух- и трехкомпонентных халькогенидных полупроводниковых материалов с формированием метастабильных дихалькогенидных соединений. Рассмотрены методы структурной стабилизации таких соединений.

Ключевые слова: тонкие пленки, халькогенидные соединения, эффекты переключения и памяти, дихалькогениды переходных металлов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Многослойные элементы памяти $\text{Al-Al}_2\text{Te}_3\text{-SnTe-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$ / Е. Ф. Троян [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 47–53. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-47-53>.

MULTILAYER MEMORY ELEMENTS $\text{Al-Al}_2\text{Te}_3\text{-SnTe-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$

YEVGENY TROYAN¹, ALECSANDR SMIRNOV¹, ANDREI STEPANOV¹, SERGEI KHARKOV¹,
ELENA KOROLEVA², ALECSEI FILIMONOV³

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²A. F. Ioffe Physical-Technical Institute (Saint Petersburg, Russian Federation)

³Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University (Saint Petersburg, Russian Federation)

Abstract. This article presents a study of the physical processes at the interface in thin-film structures based on two- and three-component chalcogenides, which determine the mechanisms of phase transitions and memory. An alternative concept for resistive threshold switching at the interfaces of two- and three-component chalcogenide semiconductor materials is proposed, resulting in the formation of metastable dichalcogenide compounds. Methods for the structural stabilization of such compounds are discussed.

Keywords: thin films, chalcogenide compounds, switching and memory effects, transition metal dichalcogenides.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Troyan Ye., Smirnov A., Stepanov A., Kharkov S., Koroleva E., Filimonov A. (2026) Multilayer Memory Elements $\text{Al-Al}_2\text{Te}_3\text{-SnTe-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 47–53. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-47-53> (in Russian).

Введение

Анализ исследований в области мемристорных структур показывает, что классические механизмы резистивного переключения, основанные на электроформировании проводящих участков или на фазовых переходах между аморфным и кристаллическим состояниями, достигли пределов своих технологических возможностей с точки зрения энергопотребления, масштабирования и стабильности характеристик. В связи с этим актуальной научно-технической задачей является поиск альтернативных механизмов переключения, которые могли бы обеспечить рекордные времена записи/стирания информации, низкие пороговые напряжения и длительное время хранения данных.

Материалы с изменением фазы (phase change materials, PCM) используются в PC-RAM, начиная с 2017 г. [1]. Несмотря на интенсивные исследования кристаллической структуры и химического состава PCM, научные взгляды ученых на природу механизмов резистивного переключения в этих соединениях во многом не схожи.

PCM-материалы представляют собой аморфные халькогенидные стекла на основе теллура [1], которые переключаются из состояния с высоким сопротивлением (ВЫКЛ, или OFF-state) в состояние с низким сопротивлением (ВКЛ, или ON-state) при высоком электрическом пороговом напряжении $U_{\text{пор}}$. Этот эффект резистивного переключения подразделяется на два типа: пороговое переключение (i) и переключение с памятью (ii). Устройство, где наблюдается пороговое переключение, возвращается в выключенное состояние сразу после снятия приложенного напряжения, тогда как запоминающее устройство сохраняет включенное состояние даже после снятия приложенного напряжения. Например, при подаче внешнего напряжения $U \geq U_{\text{пор}}$ в аморфных тонкопленочных халькогенидных полупроводниках SiTeAsGe (STAG) наблюдается скачкообразное уменьшение сопротивления (ON-state). Если $U \leq U_{\text{уд}}$ (где $U_{\text{уд}}$ – напряжение удержания элемента в низкоомном состоянии, ON-state), то образец скачкообразно возвращается в исходное состояние с высоким сопротивлением (OFF-state). В таких аморфных тонкопленочных халькогенидных полупроводниках, как GeTeSb (GTS) [1], наблюдается ситуация, где низкоомное состояние ON-state сохраняется при отсутствии внешнего напряжения, а скачкообразный переход в высокоомное состояние OFF-state происходит при подаче достаточно большого импульса тока ($I \geq I_{\text{пор}}$).

Согласно [1], из-за высоких электрических полей между электродами формируется хорошо проводящий канал проводимости – так называемый шнур проводимости. Высокие электрические поля приводят к большим токам, которые, в свою очередь, повышают температуру внутри нити. Поэтому эффекты памяти в GTS обычно объясняют тепловыми процессами, т. е. связывают с плавлением и кристаллизацией аморфного состояния, тогда как эффекты переключения в STAG – с различными электронными моделями, например, пространственными зарядами, эффектом Пула – Френкеля и т. д. Следует отметить, что существующие модели не объясняют факт одновременного наблюдения эффектов памяти и переключения в одинаковых по составу аморфных халькогенидных соединениях и зависимости наблюдаемых резистивных эффектов от полярности приложенного напряжения [2, 3].

В [2] отмечается, что эффекты переключения и памяти, наблюдаемые как в аморфных PCM типов GTS и STAG, так и на интерфейсах других устройств резистивного переключения (например, i-PCM, Al-Al₂O₃-Te и т. д.) [4], имеют общую мемристорную природу, т. е. связаны с процессами электромиграции ионов основных компонентов PCM, что приводит к формированию локальных областей 2D-дихалькогенидов, образующих шнур проводимости. Например, эффект памяти в халькогенидных пленках GTS и i-PCM связан с электромиграцией под действием внешнего электрического поля катионов Ge⁺ и Sb⁺ с формированием локальных областей 2D-дихалькогенидов GeTe₂ и SbTe₂, а эффект порогового переключения в пленках теллура (Te) с примесями алюминия (Al) и кислорода (O₂) также обусловлен процессами электромиграции ионов алюминия Al⁺ с образованием либо на поверхности Te, либо на границе раздела Al-Al₂O₃-Te метастабильных высокопроводящих полуметаллических кластеров 2D-дихалькогенидов AlTe₂ с метавалентными направленными связями (bond alignment) [4]. Дихалькогениды SbTe₂ и AlTe₂ в природе сами по себе существовать не могут. Но эксперименты показали, что данные метастабильные кластеры 2D-дихалькогенидов с метавалентными направленными связями можно удерживать в стабильном высокопроводящем состоянии либо под действием внешнего напряжения $U_{\text{уд}}$, либо индуцированным внутренним полем $U_{\text{инд}}$ пленок сегнетоэлектриков SnTe или GeTe [5].

Методика проведения эксперимента и результаты исследований

С целью проверки альтернативной концепции был изготовлен и исследован многослойный элемент памяти со структурой $\text{Al}-(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n\text{-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$, в которой Me – это Ni, Cr или Mo. В результате получили стабильно работающий тонкопленочный энергонезависимый элемент памяти с рекордно низким временем переключения $t_{\text{пер}} \leq 0,1$ мкс. Для анализа границы раздела $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ на разных этапах проводились исследования частотных зависимостей коэффициента диэлектрических потерь ε'' , ядерного магнитного резонанса (ЯМР) [5] и мёссбауэровской спектроскопии (метод ядерного гамма-резонанса) специально подготовленных для этого образцов элементов памяти, находящихся в состояниях OFF-state и ON-state. Частотные зависимости ε'' были получены для состояний OFF-state и ON-state элемента памяти с помощью широкополосного спектрометра Nanoscontrol BDS-80. ^{119}Sn мёссбауэровская спектроскопия снималась на спектрометре ЯГРС-4М. В качестве источника гамма-излучения использовался BaSnO_3 . Ядерный гамма-резонанс исследовался при $T = 293$ К. Для того чтобы результаты ЯМР- и мёссбауэровской спектроскопии отражали процессы на границах раздела, пленки Al_2Te_3 и SnTe толщиной $d = 2,5\text{--}3,0$ нм последовательно напылялись из ячеек Кнудсена на алюминиевую фольгу диаметрами 15,0 и 0,1 мм, прозрачную для гамма-излучения, что позволило создать не менее 250 интерфейсов $(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n$, где n – число интерфейсов. Толщины и скорости осаждения пленок в самом начале определялись кварцевым измерителем толщин и скоростей осаждения, калиброванным по ступеньке на МИ-11, а для очень малых толщин пленок – временем их осаждения. Для увеличения активной площади для ЯМР- и мёссбауэровской спектроскопии в качестве верхнего электрода использовался прижимной контакт. Процесс осаждения пленок и измерения проводились при $T = 293$ К. Вольт-амперные характеристики полученных образцов снимались на специально разработанном характеристографе, в котором использовался генератор тока с большим выходным сопротивлением. Конструкции данных энергонезависимых элементов памяти отражены в [6].

В [5] по результатам ЯМР-спектроскопии установлено, что во время фазового перехода (переключения из состояния OFF-state в ON-state) атомы Al претерпевают обратимые тетраэдрическо-октаэдрические перегруппировки. Аналогичные результаты ЯМР-спектроскопии в соединениях Al_2Te_3 получили и другие исследователи [7, 8]. Согласно [9], октаэдрическая координация атомов переходных металлов является характерной чертой полиморфных структур 1T, 1T', Td, наблюдающихся в дихалькогенидах MoTe_2 , WTe_2 , PtTe_2 , VTe_2 и др. В таких 2D-дихалькогенидах участки переходных металлов имеют октаэдрическую координацию, что приводит к частичному заполнению двух из трех вырожденных орбиталей d_{xy} , d_{xz} и d_{yz} . Это обуславливает металлическое поведение метастабильных полиморфных фаз 1T, 1T', Td [9].

Полученные при проведении исследований ЯМР-спектры косвенно подтверждают существование дихалькогенидных кластеров типа AlTe_2 в тонкопленочной структуре $\text{Al}-(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n\text{-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$ (где Me – это Ta, Ni, Cr, C), находящейся в низкоомном ON-state. Такие метастабильные кластеры принимают участие в формировании кристаллической фазы (шнура проводимости) на границе раздела слоев $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ элементов памяти под воздействием сильного внешнего электрического поля. Существование кластеров AlTe_2 с октаэдрической координацией атомов Al в шнуре проводимости можно объяснить известным методом формирования формальной электронной оболочки [4, 8]. Для проверки этого предположения была проведена ^{119}Sn мёссбауэровская спектроскопия образцов элементов памяти $\text{Al}-(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n\text{-TeO}_2\text{-SnTe-Me}$ (рис. 1).

На мёссбауэровских спектрах многокомпонентных структур в OFF-state (рис. 1, а) наблюдается линия, отвечающая двухвалентному олову, которая характеризуется следующими параметрами: изомерный сдвиг $\delta = 3,48$ мм/с относительно SnO_2 ; ширина линии $\Gamma = 0,75$ мм/с; квадрупольное расщепление $E = 0,2$ мм/с. Эти параметры обычно характерны для соединения SnTe с кубической структурой [10]. На мёссбауэровских спектрах структур после переключения в ON-state (рис. 1, б) появляется линия с изомерным сдвигом $\delta = 3,39$ мм/с, которая представляет собой наложение двух уширенных линий, что приводит к значительному уширению спектральной линии. Причем для линии с $\delta = 3,39$ мм/с характерно появление квадрупольного дуплета с близким значением изомерных сдвигов, но с различающимися величинами квадрупольных расщеплений. Наблюдающееся уменьшение изомерного сдвига $\delta_2 = 3,39$ мм/с по сравнению с изомерным сдвигом для эталонного образца ($\delta = 3,47$ мм/с), а также появление квадрупольного дуплета характери-

зуют ромбоэдрическое искажение кубической решетки SnTe типа NaCl [10]. Исканная ромбоэдрическая фаза с метавалентными связями всегда полярна [11]. Поэтому наличие такой фазы можно связать с индуцированием внутреннего поля $U_{\text{инд}}$ в пленке сегнетоэлектрика SnTe. Появление линии с изомерным сдвигом $\delta = 3,39$ мм/с также указывает на присутствие искаженных октаэдрических комплексов в многокомпонентных структурах [10], что, как отмечалось ранее, является характерным признаком дихалькогенидов. Поэтому можно предположить, что на границе раздела пленок $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ при переключении элемента памяти в ON-state к 2D-дихалькогениду AlTe_2 со своим вектором поляризации еще дополнительно формируется 2D-дихалькогенид SnTe_2 с зеркальной хиральностью, т. е. с противоположно направленным вектором поляризации. Зеркальная хиральность свойственна наногетероструктурам на основе 2D-дихалькогенидов с искаженными кристаллическими октаэдрическими решетками, которые разделены на атомном уровне Ван-дер-Ваальсовой щелью (vdW-gap) [12]. Таким образом, можно предположить, что некоторая часть границы раздела пленок $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ под действием внешнего напряжения изменяется на упорядоченную, стабильную, многослойную сверхструктуру – шнур проводимости SnAlTe_4 , отвечающую за низкоомное состояние ON-state элемента памяти [2].

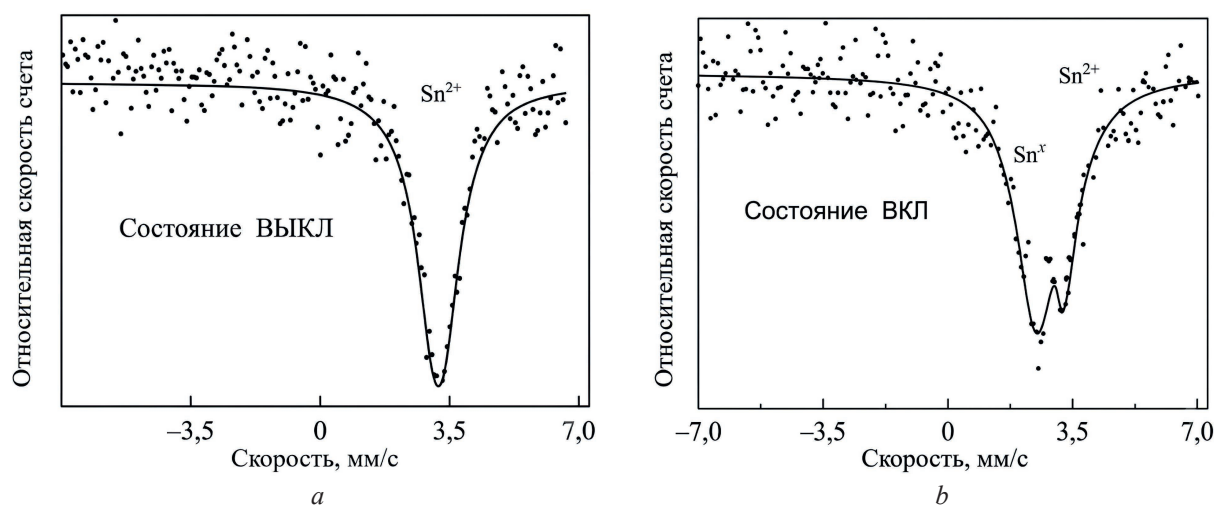


Рис. 1. ^{119}Sn мёссбауэровская спектроскопия $\text{Al}-(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n\text{TeO}_2\text{-SnTe-Me}$ элементов памяти в состоянии: a – ВЫКЛ; b – ВКЛ

Fig. 1. ^{119}Sn Mössbauer spectroscopy of $\text{Al}-(\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe})_n\text{TeO}_2\text{-SnTe-Me}$ memory elements in the following states: a – OFF; b – ON

Также были проведены исследования частотных зависимостей коэффициента диэлектрических потерь ϵ'' . Если электрические параметры рассматриваемого элемента памяти изучены достаточно подробно, то их диэлектрические свойства представляют определенный практический интерес, так как 2D-дихалькогенидам свойственно наличие дипольной поляризации [13]. Частотные зависимости коэффициента диэлектрических потерь ϵ'' получали как для высокоомного OFF-state, так и для низкоомного ON-state состояний элемента памяти (рис. 2).

Из рис. 2, a видно, что для OFF-state на частотной зависимости коэффициента ϵ'' наблюдается один низкочастотный интенсивный максимум при частоте $f = 600$ Гц, характерный для ярко выраженной дипольной поляризации [14]. Для ON-state (рис. 2, b) наблюдаются два слабовыраженных пика на частотах 200 и 1800 Гц, связанных с «тяжелыми» (SnTe_2) и «легкими» (AlTe_2) октаэдрическими фрагментами соответственно. Эти фрагменты, скорее всего, образуются на границе раздела пленок $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ в результате электромиграционных мемристорных процессов. В данных фрагментах асимметрично направленные связи обуславливают наличие дипольной поляризации [14], поскольку относительное смещение атомов переходных металлов и атомов теллура под действием внешнего напряжения $U \geq U_{\text{пор}}$ лежит в основе так называемой скользящей внеплоскостной поляризации, наблюдаемой в таких полиморфах, как 1T, 1T' и Td 2D-дихалькогенидов [13]. То есть направления векторов поляризаций двух разных фрагментов взаимно компенсируют друг друга. Кроме того, направление вектора поляризации «тяжелого» октаэдрического фрагмента SnTe_2 удерживает в стабильном высокопроводящем состоянии «легкий» октаэдрический фрагмент AlTe_2 , что и обеспечивает эффект энергонезависимой памяти [5].

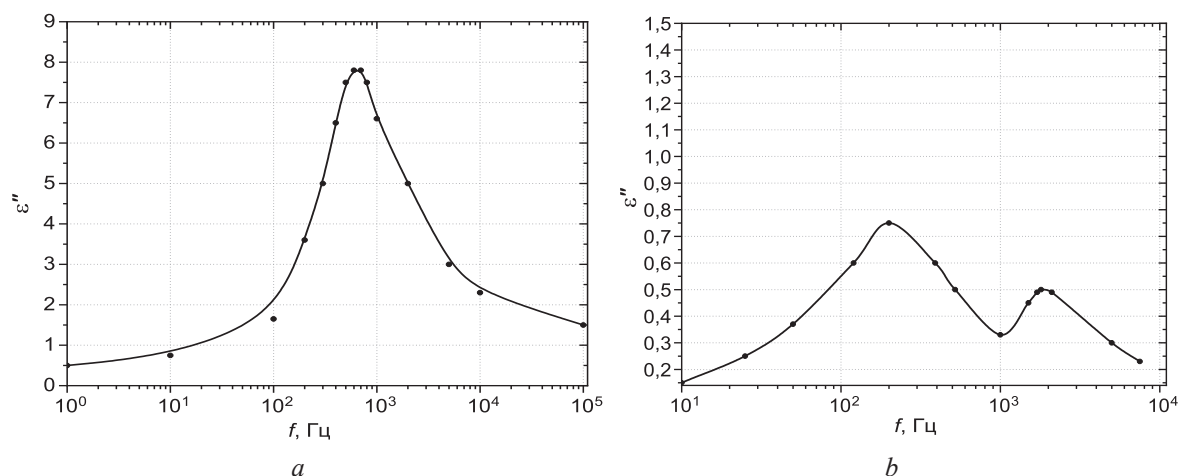


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента диэлектрических потерь ε'' в состоянии: a – ВЫКЛ; b – ВКЛ

Fig. 2. Frequency dependence of the dielectric loss coefficient ε'' in the state: a – OFF; b – ON

Закключение

1. Установлено, что природа эффектов резистивного переключения на границах раздела халькогенидных пленок на основе теллура обусловлена электростимулированными мемристорными процессами с образованием метастабильной фазы дихалькогенида AlTe_2 . Полученные метастабильные октаэдрические кластеры AlTe_2 с высокопроводящим типом проводимости могут быть «удержаны» и зафиксированы как структурные образования при комнатной температуре не только внешним (эффект порогового переключения), но и внутренним полем (эффект энергонезависимой памяти) той же или большей величины и с противоположно направленным вектором.

2. Предложена оригинальная структура с дополнительными сегнетоэлектрическими слоями для достижения рекордных характеристик элементов памяти.

3. С помощью ядерного магнитного резонанса и мёссбауэровской спектроскопии обнаружены обратимые тетраэдрическо-октаэдрические перегруппировки атомов Al и Sn под действием внешнего напряжения. В результате процесса полярной электромиграции компонентов под воздействием внешнего напряжения при $U \geq U_{\text{пор}}$ некоторая часть границы раздела пленок $\text{Al}_2\text{Te}_3/\text{SnTe}$ изменяется на упорядоченную, стабильную, многослойную сверхструктуру – шнур проводимости SnAlTe_4 . Многослойная сверхструктура SnAlTe_4 состоит из двух 2D-дихалькогенидных строительных блоков SnTe_2 и AlTe_2 , разделенных Ван-дер-Ваальсовой щелью. Направление вектора поляризации октаэдрического фрагмента SnTe_2 удерживает в стабильном высокопроводящем состоянии внеплоскостную поляризацию октаэдрического фрагмента AlTe_2 , что и обеспечивает эффект энергонезависимой памяти.

4. Научная новизна проведенного исследования заключается в выявлении роли сегнетоэлектрических полей в стабилизации и удержании в статике этого состояния – так называемый эффект фиксированной индуцированной поляризации.

5. Работа выполнена в рамках договора с Белорусским республиканским фондом фундаментальных исследований от 02.05.2025 № T25МЭ-030 и ГБЦ от 24.04.2026 № 26-3057.

Список литературы

1. Колобов, А. В. Халькогенидные стеклообразные полупроводники в устройствах памяти и обработки информации / А. В. Колобов, П. И. Лазаренко // Физика и техника полупроводников. 2025. Т. 59, вып. 9. С. 511–539.
2. Troyan, E. Change of $\text{GeTe/Sb}_2\text{Te}_3$ Thin-Film Memory Elements Resistance R_{ON} Under External Pressure / E. Troyan, A. Doronin // Comprehensible Science. 2021. 427–433.
3. Nanoscale Electrolytic Switching in Phase-Change Chalcogenide Films / R. Pandian [et al.] // Advanced Materials. 2007. Vol. 19, No 24. P. 4431–4437. DOI: 10.1002/adma.200700904.
4. Колосницын, Б. С. Эффекты переключения и памяти в тонкопленочных неупорядоченных халькогенидных полупроводниках / Б. С. Колосницын, Е. Ф. Троян // Доклады БГУИР. 2017. № 2. С. 25–30.

5. Процессы памяти и переключения в тонкопленочных структурах на основе двух- и трехкомпонентных халькогенидов / Е. Ф. Троян [и др.] // Известия Кабардино-Балкарского государственного университета. 2024. Т. XIV, № 3. С. 11–14.
6. Pat. US 9,865,811, Jan. 9, 2018; Pat. RF 2618959, 2017; Pat. EP 3151294, 2019 / E. F. Troyan.
7. Aluminum-Centered Tetrahedron-Octahedron Transition in Advancing Al-Sb-Te Phase Change Properties / Xia Mengjiao [et al.] // Scientific Reports. 2015. Vol. 5, No 1.
8. Pumlianmunga, R. K. Electrical Switching, Local Structure and Thermal Crystallization in Al-Te Glasses / R. K. Pumlianmunga // Materials Research Bulletin. 2017. Vol. 86. P. 88–94.
9. Emerging Two-Dimensional Tellurides / S. Siddique [et al.] // Materials Today. 2021. P. 1–23.
10. Структура ближнего порядка и антиструктурные дефекты олова в пленках аморфного и кристаллического $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ / А. В. Марченко [и др.] // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, вып. 1. С. 3–8.
11. Growth of Textured Chalcogenide Thin Films and Their Functionalization Through Confinement / P. Kerres [et al.] // Physica Status Solidi, A. 2024. Vol. 221, Is. 22. DOI: 10.1002/pssa.202300921.
12. Chirality in Transition Metal Dichalcogenide Nanostructures / L. Branzi [et al.] // Chemistry: A European Journal. 2025. Vol. 31, Iss. 35. P. 1–27.
13. Xue, L. Ferroelectric Properties of Van der Waals Chalcogenides: A Density Functional Theory Perspective / L. Xue, G. J. McHugh, V. I. Fal'ko // Academia Nano: Science, Materials, Technology. 2025. Vol. 2. P. 1–9.
14. Dielectric Relaxation in Amorphous and Crystalline Sb_2Te_3 Thin Films / A. A. Kononov [et al.] // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2021. Vol. 32. P. 14072–14078.

Поступила 27.04.2026

Принята в печать 15.05.2026

References

1. Kolobov A. V., Lazarenko P. I. (2025) Chalcogenide Glassy Semiconductors in Memory and Information Processing Devices. *Physics and Technology of Semiconductors*. 59 (9), 511–539 (in Russian).
2. Troyan E., Doronin A. (2021) Change of $\text{GeTe/Sb}_2\text{Te}_3$ Thin-Film Memory Elements Resistance R_{ON} Under External Pressure. *Comprehensible Science*. 427–433.
3. Pandian R., Kooi B. J., Palasantzas G., De Hosson J. T. M., Pauza A. (2007) Nanoscale Electrolytic Switching in Phase-Change Chalcogenide Films. *Advanced Materials*. 19 (24), 4431–4437. DOI: 10.1002/adma.200700904.
4. Kolosnitcyn B. S., Troyan E. F. (2017) Switching and Memory Effects in Thin Film Disorder Chalcogenide Semiconductors. *Doklady BGUIR*. (2), 25–30 (in Russian).
5. Troyan E. F., Smirnov A. G., Stepanov A. A., Zhovnerik N. V., Sun Hiao Wei, Liu Zhengbia (2024) Memory and Switching Processes in Thin-Film Structures Based on Two- and Three-Component Chalcogenides. *Proceedings of the Kabardino-Balkarian State University*. XIV (3), 11–14.
6. Troyan E. F. *Patent US 9,865,811, Jan. 9, 2018, Patent RF2618959, 2017; Patent EP3151294, 2019.*
7. Xia Mengjiao, Ding Keyuan, Rao Feng, Li Xianbin, Wu Liangcai, Song Zhitang (2015) Aluminum-Centered Tetrahedron-Octahedron Transition in Advancing Al-Sb-Te Phase Change Properties. *Scientific Reports*. 5 (1).
8. Pumlianmunga R. K. (2017) Electrical Switching, Local Structure and Thermal Crystallization in Al-Te Glasses. *Materials Research Bulletin*. 86, 88–94.
9. Siddique S., Gowda Ch. Ch., Demiss S., Tromer R., Paul S., Sadasivuni K. K., et al. (2021) Emerging Two-Dimensional Tellurides. *Materials Today*. 1–23.
10. Marchenko A. V., Terukov E. I., Nasredinov F. S., Petrushin Yu. A., Seregin P. P. (2021) Local Structure of Germanium Atoms and Anti-Structur Defects of Tin in Amorphous and Crystalline $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ Films. *Physics and Technology of Semiconductors*. 55 (1), 3–8 (in Russian).
11. Kerres P., Mazzarello R., Cojocaru-Mirédin O., Wuttig M. (2024) Growth of Textured Chalcogenide Thin Films. *Physica Status Solidi, A*. 221 (22). DOI: 10.1002/pssa.202300921.
12. Branzi L., Martyn J., Fitzsimmons L., Gun'ko Y. K. (2025) Chirality in Transition Metal Dichalcogenide Nanostructures. *Chemistry: A European Journal*. 31 (35), 1–27.
13. Li Xue, McHugh G. J., Fal'ko V. I. (2025) Ferroelectric Properties of Van der Waals Chalcogenides: A Density Functional Theory Perspective. *Academia Nano: Science, Materials, Technology*. 2, 1–9.
14. Kononov A. A., Gastro R. A., Saito Yu., Fons P., Bordovsky G., Anisimova N. I., et al. (2021) Dielectric Relaxation in Amorphous and Crystalline Sb_2Te_3 Thin Films. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*. 32, 14072–14078.

Received: 27 April 2026

Accepted: 15 May 2026

Вклад авторов

Троян Е. Ф. разработал физическую модель эффектов памяти и порогового переключения в халькогенидные стекла на основе теллура.

Смирнов А. Г., Степанов А. А. провели исследования с помощью ядерного магнитного резонанса и мёссбауэровской спектроскопии образцов элементов памяти.

Харьков С. Ю. подготовил для исследования образцы элементов памяти.

Королева Е. Ю., Филимонов А. В. измерили частотные зависимости коэффициента диэлектрических потерь как для высокоомного OFF-state, так и для низкоомного ON-state состояний элемента памяти.

Authors' contribution

Troyan E. developed a physical model of memory effects and threshold switching in tellurium-based chalcogenide glasses.

Smirnov A., Stepanov A. conducted studies using nuclear magnetic resonance and Mössbauer spectroscopy of memory element samples.

Kharkov S. prepared samples of memory elements for research.

Koroleva E., Filimonov A. measured the frequency dependences of the dielectric loss coefficient for both the high-impedance OFF-state and the low-impedance ON-state states of the memory element.

Сведения об авторах

Троян Е. Ф., канд. техн. наук, доц. каф. микро- и нанoeлектроники, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Смирнов А. Г., д-р техн. наук, Почет. проф., зав. лаб. «Устройства обработки и отображения информации», БГУИР

Степанов А. А., канд. техн. наук, доц. каф. микро- и нанoeлектроники, БГУИР

Харьков С. Ю., асп. каф. микро- и нанoeлектроники, БГУИР

Королева Е. Ю., канд. физ.-мат. наук, ст. н. с., Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе

Филимонов А. В., д-р физ.-мат. наук, проф., Санкт-Петербургский политехнический университет имени Петра Великого

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 29 757-78-01
E-mail: troevfe@gmail.com
Троян Евгений Федорович

Information about the authors

Troyan Ye., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Smirnov A., Dr. Sci. (Tech.), Honorary Professor, Head of the Laboratory of Information Processing and Display Devices, BSUIR

Stepanov A., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, BSUIR

Kharkov S., Postgraduate of Micro- and Nanoelectronics Department, BSUIR

Koroleva E., Cand. Sci. (Phys. and Math.), Senior Researcher, A. F. Ioffe Physical-Technical Institute

Filimonov A., Dr. Sci. (Phys. and Math.), Professor, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 29 757-78-01
E-mail: troevfe@gmail.com
Troyan Yevgeny



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-54-62>

UDC 617-7+004.89

OPTIMIZATION OF GUARD INTERVALS IN OFDM-BASED DVB-T2 NETWORKS TO REDUCE BIT ERROR RATE AND IMPROVE URBAN COVERAGE

OLAREWAJU PETER AYEORIBE

Federal University Oye-Ekiti (Nigeria)

Abstract. DVB-T2 systems deployed in urban areas are significantly susceptible to multipath propagation and intersymbol interference. This article examines the possibility of optimizing guard interval settings for DVB-T2 systems supporting orthogonal frequency division multiplexing to minimize the bit error rate and improve signal transmission efficiency in urban environments. Using MATLAB simulations, four different guard intervals (1/4, 1/8, 1/16, and 1/32) were analyzed, taking into account channel variations. The results showed that the optimal guard interval setting was 1/8, which reduced the bit error rate from 10^{-3} to 10^{-5} at an SNR of 18 dB, and increased signal coverage efficiency by 22 %.

Keywords: DVB-T2, orthogonal frequency division multiplexing, guard interval, bit error, urban coverage.

Conflict of interests. The author declares that there is no conflict of interests.

Gratitude. The author acknowledges the assistance provided by colleagues from Peters A. O. Broadcasting Company Ltd. (Ado-Ekiti, Nigeria) and the Department of Electrical and Electronic Engineering, Federal University Oye-Ekiti (Nigeria) during the development of this article.

For citation. Olarewaju Peter Ayeoribe (2026) Optimization of Guard Intervals in OFDM-Based DVB-T2 Networks to Reduce Bit Error Rate and Improve Urban Coverage. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 54–62. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-54-62>.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАЩИТНЫХ ИНТЕРВАЛОВ В СЕТЯХ DVB-T2 НА ОСНОВЕ OFDM ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЧАСТОТЫ БИТОВОЙ ОШИБКИ И УЛУЧШЕНИЯ ГОРОДСКОГО ПОКРЫТИЯ

ОЛАРЕВАЖУ ПИТЕР АЙЕОРИБЕ

Федеральный университет Ойе-Экити (Нигерия)

Аннотация. Системы DVB-T2, установленные в городских районах, существенно зависят от многолучевого распространения и межсимвольных помех. В статье рассмотрена возможность оптимизации настроек защитного интервала для систем DVB-T2 с поддержкой ортогонального частотного мультиплексирования для минимизации частоты битовых ошибок и повышения эффективности передачи сигнала в городских условиях. С помощью моделирования в MATLAB проанализированы четыре различных защитных интервала (1/4, 1/8, 1/16, 1/32) с учетом изменений в канале. Результаты показали, что оптимальная настройка защитного интервала составила 1/8, при которой значение частоты битовых ошибок уменьшилось с 10^{-3} до 10^{-5} при SNR = 18 дБ, а эффективность покрытия сигнала увеличилась на 22 %.

Ключевые слова: DVB-T2, ортогональное частотное мультиплексирование, защитный интервал, битовая ошибка, городское покрытие.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Автор выражает признательность за помощь, оказанную коллегами Peters A. O. Broadcasting Company Ltd. (Адо-Экити, Нигерия) и кафедры электротехники и электроники Федерального университета Ойе-Экити (Нигерия), в процессе работы над материалом статьи.

Для цитирования. Олареважу Питер Айеорibe. Оптимизация защитных интервалов в сетях DVB-T2 на основе OFDM для снижения частоты битовой ошибки и улучшения городского покрытия / Олареважу Питер Айеорibe // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 54–62. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-54-62>.

Introduction

The transition from analogue terrestrial television broadcasting to advanced digital broadcasting systems has significantly transformed global multimedia communication infrastructures. Among the most important technological developments in this transition is the adoption of the digital video broadcasting-second generation (DVB-T2) standard, which offers improved spectral efficiency, higher data throughput, enhanced signal robustness, and better coverage performance compared with previous terrestrial broadcasting standards. Despite these advantages, the deployment of DVB-T2 transmitters in urban environments continues to present major technical challenges due to severe multipath propagation, dense building structures, signal reflection, diffraction, shadowing, and co-channel interference. Urban communication environments are characterized by highly complex propagation conditions that can significantly degrade signal quality and reduce transmission reliability if transmission parameters are not properly optimized. One of the most critical parameters influencing DVB-T2 system performance is the guard interval, which is introduced in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems to mitigate inter-symbol interference caused by delayed multipath signals. The guard interval directly affects transmission robustness, spectrum utilization efficiency, single frequency network (SFN) scalability, and overall system capacity. However, selecting excessively long guard intervals reduces useful data throughput, while shorter guard intervals increase susceptibility to delay spread and echo interference. Consequently, optimization of guard interval parameters in DVB-T2 transmitters has become an important research problem because broadcasters require transmission systems capable of simultaneously ensuring reliable urban coverage, efficient spectrum usage, and high-quality service delivery under increasingly demanding metropolitan communication conditions.

Recent international scientific studies have focused extensively on improving the performance of DVB-T2 systems under various propagation environments. The International Telecommunication Union conducted one of the most comprehensive studies on DVB-T2 frequency and network planning, focusing on the influence of FFT size, modulation schemes, pilot patterns, coding rates, and guard interval configurations on transmission performance [1]. The report established that guard interval selection significantly affects the balance between robustness and spectral efficiency in SFN broadcasting systems. The study concluded that longer guard intervals improve tolerance to multipath interference and enable larger SFN deployment areas but simultaneously reduce useful transmission capacity. The report further emphasized that optimization of transmission parameters is essential for reliable indoor and outdoor reception in urban environments.

Ouyang, Matsumura, Mizutani, et al. [2] investigated DVB-T2 signal propagation performance in urban areas using field measurements and geographic information system validation techniques. Their study analyzed signal strength distribution and link budget behavior under real urban propagation conditions. The researchers found that transmission parameters such as modulation order, FFT size, pilot pattern, code rate, and guard interval collectively influence signal reception quality and modulation error ratio. Their findings demonstrated that optimized transmission parameter selection significantly improves reception reliability in dense urban areas affected by severe multipath propagation.

Rowshan, Qiu, Xie, et al. [3] analyzed the complexity and efficiency of candidate waveforms for DVB-T2 and future broadcasting systems. Their investigation compared OFDM, Filter Bank Multicarrier (FBMC), and Universal Filtered Multicarrier (UFMC) waveforms with respect to spectral efficiency and implementation complexity. The authors demonstrated that waveform adaptation techniques can improve signal robustness and reduce interference levels in terrestrial broadcasting systems. Their conclusions suggested that waveform optimization can complement guard interval adaptation in enhancing urban coverage performance.

In another investigation, Wasilewska, Kliks, Bogucka, et al. [4] evaluated the impact of channel uncertainty on OFDM and FBMC DVB-T2 simulations. Their work focused on fading channel conditions, delay spread estimation, and channel impulse response variations in urban propagation environments. The study demonstrated that channel uncertainty significantly affects signal robustness and bit error rate performance. The authors concluded that optimized guard interval selection remains one of the most effective methods for mitigating multipath interference under uncertain urban channel conditions.

Honfoga, Dossou, Dassi, and Moeyaert further investigated the application of UFMC waveforms in DVB-T2 systems using non-uniform constellation techniques [5]. Their research focused on urban propagation channels characterized by severe reflections and fading conditions. The researchers observed that combining UFMC filtering with optimized constellation schemes improves spectral efficiency

and signal robustness. Their findings indicated that advanced waveform optimization strategies can improve urban DVB-T2 transmission performance without significantly increasing system complexity.

Aragon-Zavala, et al. [6] examined the behavior of DVB-T2 SFN under varying signal delay conditions. Their study investigated the influence of delay spread and guard interval duration on modulation error ratio and network performance. The authors found that improper synchronization and insufficient guard intervals cause significant degradation in signal quality due to inter-symbol interference. They concluded that careful guard interval optimization is essential for improving SFN stability and coverage reliability in urban broadcasting systems.

Thenua, Sourour, Starks, et al. [7] researched the methods of ensuring the largest possible SFN size in the case of DVB-T2 transmission networks. The study explored the correlation between the size of FFT, transmitter spacing, efficiency of throughput, and guard interval. The author found out that the combination of large FFT modes and proper guard intervals increases the scalability of the network and its reception stability. At the same time, it was discovered that large guard intervals negatively affect the transmission performance. Thus, the research proved that a compromise between reliability and throughput is essential for SFN implementation in cities.

Zakaria, Hadiwiayatno, Anugerah, et al. [8] performed experimental field tests concerning the analysis of reliable reception zones of DVB-T2 television signals. The study considered the influence of various factors such as the characteristics of the terrain, buildings, and propagation on the reception quality. The results showed that the reliability of signal reception is highly dependent on the proper configuration of transmission parameters.

Erunkulu, Zungeru, Lebekwe, et al. [9] conducted research on optimizing OFDM guard intervals in terrestrial broadcasting applications. The research investigated the correlation between cyclic prefix length, delay spread reduction, and spectral efficiency. The researchers showed that selecting optimized guard intervals minimizes inter-symbol interference without compromising the efficiency of data throughput. It was clear from their conclusions that the use of adaptive guard intervals was more effective than using fixed guard intervals in changing urban communication environments.

Pamungkas, Fitriani, Larasati, et al. [10] introduced a study on guard interval adaptation in DVB-T2 transmissions in dense urban propagation channels. The study utilized simulations to test the effect of adaptive guard interval selection in changing urban communications. The researchers found that adaptive guard interval selection enhances the robustness of signals transmitted through dynamic channel environments. The study concluded that adaptive strategies were better for achieving good urban coverage than fixed transmission strategies.

Azari, Solanki, Chatzinotas, et al. [11] conducted research on methods to mitigate urban multipath effects on OFDM based digital television systems. In their research, the effects of reflections, echo delays, and fading environments on terrestrial broadcasting were analyzed. It was observed that urban environment produces a delay profile that varies greatly and affects the signal quality. Therefore, they concluded that optimized guard intervals are essential in order to minimize the effects of multipath.

Wang, Hao, Yang, et al. [12] conducted research on DVB-T2 transmission parameters under urban fading channel. In their research, they analyzed the effects of different modulation schemes, coding rates, FFT sizes, and guard interval lengths on bit error rate. They concluded that the robustness of the transmissions can be greatly enhanced by optimizing the parameters.

In their work Celik, Romdhane, Kaddoum, et al. [13] have explored delay spread analysis for OFDM broadcasting systems in metropolitan conditions. This work focused on analyzing the characteristics of the impulse response of urban channels and the effect of varying propagation delays due to the presence of many buildings. They discovered that metropolitan propagation environments exhibit complicated delay spreads that impact the performance of OFDM systems. Their findings showed that realistic delay spread estimation is critical in optimizing guard intervals in DVB-T2 systems.

On the other hand, Singya, Shaik, Kumar, et al. [14] explored optimization of cyclic prefix length in terrestrial broadcasting systems. They examined how guard interval length affects the efficiency and robustness of terrestrial broadcasting. The authors demonstrated that shorter cyclic prefixes lead to more efficient utilization of spectrum but at the cost of increased sensitivity to multipath interference.

In their work, Ahmed-Ade, Akpan, Ogolo, et al. [15] addressed optimization strategies for DVB-T2 SFNs in urban settings. This study explored the impacts of synchronization errors, transmitter distance, and delay spread on the system performance. The researchers proved that optimized configurations of guard intervals result in increased SFN scalability and reception reliability. This research established that effective urban broadcasting network planning largely relies on proper parameter optimization.

Georlette, Honfoga, Dossou, et al. [16] investigated novel waveform adaptation strategies for the future evolution of DVB-T2. In this research, the authors explored the possibilities of implementing waveform principles in terrestrial broadcasting. The results indicated that adaptive waveforms provide increased robustness of transmission in urban propagation conditions. The authors stated that implementation of waveform and guard interval optimizations provides considerable performance benefits for future broadcasting networks.

Kanellopoulos, Sharma, Panagiotakopoulos, et al. [17] have analyzed efficient methods of configuring OFDM parameters for terrestrial multimedia broadcasting. The analysis considered the role of the choice of proper OFDM parameters in ensuring network stability and quality services. The authors found that proper guard interval selection enhances the resilience against multipath fading and echoes. They found that proper optimization of the configuration of OFDM parameters is necessary for ensuring stable multimedia broadcasting in crowded cities.

Zannou, Honfoga, Dossou, et al. [18] have performed an analysis of DVB-T2 reception quality in high-rise urban areas. The analysis focused on how building density, reflections, and urban topology affect the quality of signal reception. The authors found that multipath propagation caused by high-rise buildings reduces the quality of reception. Their results show that proper guard intervals enhance the stability of the signal reception process.

Averina, Lafickiy, et al. [19] have analyzed the effect of guard interval length on spectral efficiency and bit error rate performance in OFDM systems. In this study, the authors compared cyclic prefix configurations of various lengths under different channel conditions. They found that long guard intervals increase the robustness but decrease the data transmission capacity. Therefore, the proper selection of OFDM parameters depends on the environment.

Optimization techniques using machine learning for optimizing DVB-T2 transmission parameters were introduced by Koivunen, Keskin, Wymeersch, et al. [20] in smart city broadcasting systems. This study used artificial intelligence algorithms for optimizing the modulation schemes, coding rates, and guard intervals under varying urban environments. The researchers concluded that machine learning optimization algorithms enhance the performance of DVB-T2 transmissions when compared with other conventional optimization algorithms.

The effect of guard intervals in DVB-T2 SFN was evaluated by D'Andreagiovanni, Lakhlef, Nardin, et al. [21]. This study focused on the impact of the different guard interval ratios on the performance of the SFNs. It was discovered that the choice of the best guard interval is dependent on the spacing between transmitters and the propagation environment within the urban setting.

Despite notable advancements in the field of DVB-T2 research, there still exist some key areas that require more attention. For instance, much of the literature on DVB-T2 has mainly concentrated on the optimization of OFDM, waveform adaptation, and transmission parameters evaluation, rather than the optimization of guard intervals. Previous research often consider guard intervals along with many other transmission parameters, which makes it challenging to determine the effect of guard intervals on their own. Moreover, some research papers pay too much attention to theoretical analysis and simulations while overlooking field measurements carried out in a dense urban area. In addition, very little attention has been paid to adaptive guard interval optimization models which would allow for maintaining a balance between such factors as spectral efficiency, transmission robustness, SFN scalability, and urban delay spread conditions. Another issue with the current body of literature is a lack of studies on guard interval optimization in developing countries where rapid urbanization occurs.

Hence, there is a need for the current study to fill this gap by exploring the optimization of guard intervals parameters for DVB-T2 transmitters used in an urban environment. The objective of this study is to explore the optimization of guard intervals parameters in DVB-T2 transmissions in order to improve signal coverage in an urban setting, minimize inter-symbol interference, and increase spectral efficiency in multipath environments. To meet this objective, the following objectives have been proposed to be achieved:

- to explore the effect of various guard interval parameters on the performance of DVB-T2 transmissions;
- to examine the relationship between guard interval duration and delay spread characteristics in urban environments;
- to determine optimal guard interval parameter values that will enable robust urban coverage.

Conducting an experiment

The methodological approach employed in this research study aimed at examining and optimizing guard interval (GI) parameters in DVB-T2 transmitters for urban signal coverage as shown in the exper-

rimient methodology flow chart. The research process began with problem definition where emphasis was laid on improving urban DVB-T2 coverage by means of guard interval optimization. It was recognized that the major problems facing urban signal propagation were those arising from multipath fading, reflections, diffractions, shadowing and inter symbol interference. After defining the problem, literature review was done whereby previous research work on DVB-T2 systems, OFDM transmission methods, SFN, urban channel propagation and guard interval optimization was examined. The scientific literature review was based on articles published from 2021 to 2024. As a result of literature review, it was found out that even though there were numerous research studies on DVB-T2 transmission optimization, very few research efforts had been made on guard interval optimization for real life situations. Experiment flowchart is depicted in Fig. 1 below.

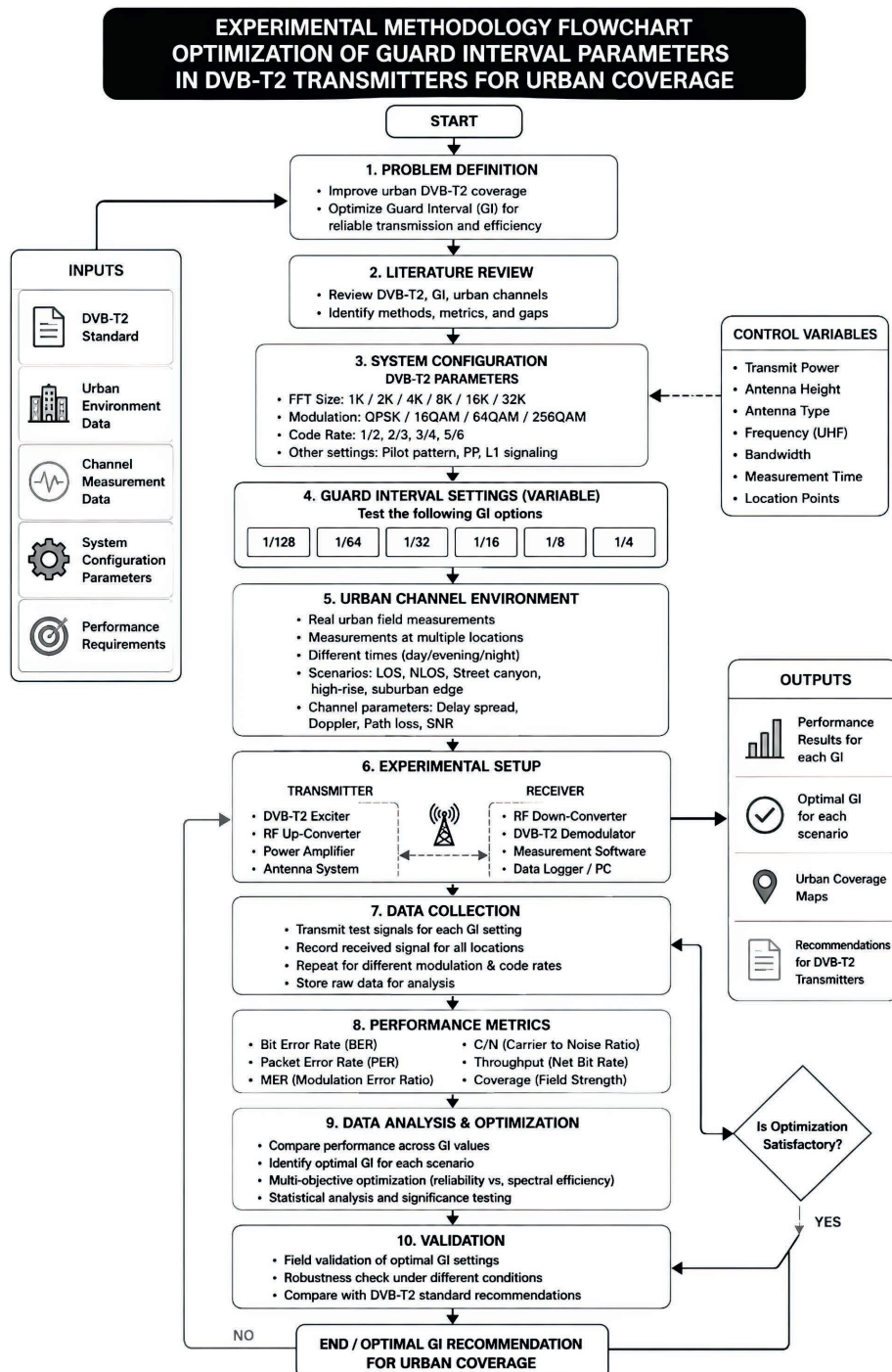


Fig. 1. Experimental methodology flowchart for optimizing guard intervals in OFDM-based DVB-T2 networks for reduced bit error rate and improved urban coverage

Once the literature review process was completed, the parameters of DVB-T2 system configuration were set based on the standard operational framework illustrated in the flowchart below. FFT size of 1K, 2K, 4K, 8K, 16K, and 32K modes were considered during the experiment to determine their influence on the performance of the transmission. Different modulation schemes of QPSK, 16QAM, 64QAM, and 256QAM were configured to analyze the connection between modulation order, spectral efficiency, and robustness in an urban environment. Coding rates of 1/2, 2/3, 3/4, and 5/6 were also configured in order to evaluate the forward error correction performance in the transmission process. Meanwhile, other DVB-T2 system configuration parameters like pilot pattern configuration and physical layer pipe signaling were set up following standard broadcasting procedures. In this case, guard interval parameter was considered as the primary experimental variable. Guard intervals of 1/128, 1/64, 1/32, 1/16, 1/8, and 1/4 were used to determine their suitability for urban broadcasting applications. Several control variables illustrated in the diagram, including transmit power, antenna height, antenna types, frequency, bandwidth, measurement duration, and geographical measurement location, were kept constant during the experiment.

The urban channel environment was an essential part of the research methodology since the research was aimed at studying the propagation characteristics in a metropolitan area. Field measurements were performed in several environments with various levels of density and environmental conditions. During the experiment, signal propagation parameters were measured in conditions of line of sight (LOS), no line of sight (NLOS), high-rise buildings, urban canyons, suburbs and cities. Data was collected at different times of the day, which included morning, afternoon, evening, and nighttime periods, since the propagation characteristics may change depending on human and vehicle activity as well as atmospheric conditions. In addition, the channel parameters such as delay spread, Doppler shift, SNR, and path loss were evaluated during the field measurement process. The transmitter and receiver subsystems were used during the experiment, which is shown in the flow chart below. On the receiving side, the RF down-converter, DVB-T2 demodulator, measurement software, and data logging computer were employed for the purpose of analyzing signals. The test signals were sent out one after another, according to each guard interval setting, while the characteristics of the signal on reception were logged at each measurement point. Measurements were performed for different modulation and coding schemes for thorough evaluation of the system.

The data collection process revolved around gathering reliable transmission performance statistics for each guard interval configuration in an urban environment. For each tested scenario, signal characteristics were recorded for further analysis. The following performance metrics were analyzed within the course of the research: bit error rate (BER), packet error rate (PER), modulation error ratio (MER), carrier-to-noise ratio (C/N), throughput efficiency, and field strength coverage. The former two were used to establish transmission reliability and error performance, whereas the latter two were used to evaluate signal quality and demodulation efficiency. Throughput tests were conducted to determine the effect of guard interval length on transmission efficiency. Field strength coverage analysis was conducted based on field strength measurements taken in urban environments. The statistical analysis method was employed in order to assess the significance of the performance variations in the tested configurations. The multi-objective optimization process was conducted to find out the optimal guard interval values that would ensure good performance in terms of balance between robustness, multipath protection, and spectrum efficiency. The optimization process considered the trade-off between large guard intervals that ensured better delay spread tolerance and small guard intervals that allowed for better throughput.

The last step of the methodology was the validation of the optimized guard interval configurations using the analysis process. Field validations were carried out in various urban environments in order to ascertain the validity of the chosen optimum guard intervals. Further tests were also carried out using the proposed guard intervals in order to confirm their efficiency in enhancing the performance of DVB-T2 urban coverage. The stability of the optimized configurations was tested under different propagation environments, including multipath, mobile, and receiver positioning. The outcomes of these experiments were then compared against those of the existing DVB-T2 standards and previous research studies in order to determine the extent of performance enhancement gained through the optimization process. If the outcome of the optimization failed to meet the desired level of performance improvement, then it was possible to go back to any point in the configuration process for further adjustments and testing, as shown in the flowchart below. Nevertheless, where there was success in optimizing performance, then the method went on to the last stage that involved the development of optimal guard intervals recommendations for urban DVB-T2 coverage. The outputs produced by the method were performance comparison results for all guard intervals settings, optimal guard intervals settings for various urban situations, urban coverage maps, and recommendation for deploying the DVB-T2 transmitters within the urban areas.

Research results and their discussion

The performance analysis of the DVB-T2 transmission technique has been conducted using the dense urban multipath propagation channel for different GIs that included 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32. This analysis was based on the parameters of BER, throughput, and signal-to-noise ratio (SNR) margin. The general results obtained from the simulation process are given in Tab. 1, whereas the graphical presentation has been shown in Fig. 2–4.

Table 1. Results of DVB-T2 system performance metrics under different guard intervals

GI	BER	Throughput, Mbps	SNR margin, dB
1/4	$3.5 \cdot 10^{-1}$	18	17
1/8	$1.8 \cdot 10^{-1}$	22	19
1/16	$7.5 \cdot 10^{-4}$	26	16
1/32	$1.2 \cdot 10^{-1}$	24	14

BER performance

The behavior of BER as a function of GI configuration was found to be non-linear as shown in Fig. 2 and Tab. 1. From the results obtained, it can be seen that either too large or too small guard intervals contribute to the reduction in system reliability. The largest BER obtained occurred when $GI = 1/4 \cdot (3.5 \cdot 10^{-1})$ mainly because of high overhead and low spectral efficiency. On the other hand, the smallest value of GI used, that is, $GI = 1/32 \cdot (1.2 \cdot 10^{-1})$ also produced a relatively large BER due to lack of enough protection from inter-symbol interference (ISI).

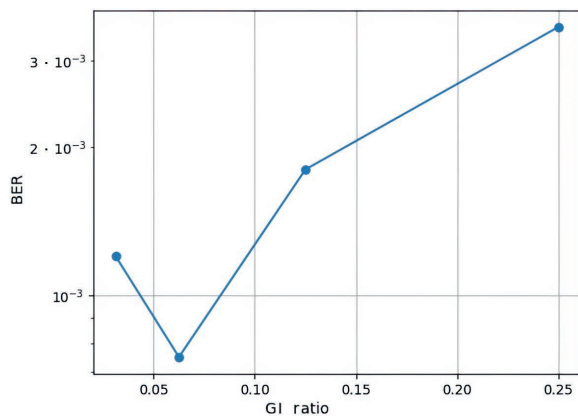


Fig. 2. Bit error rate performance versus guard interval in DVB-T2 system

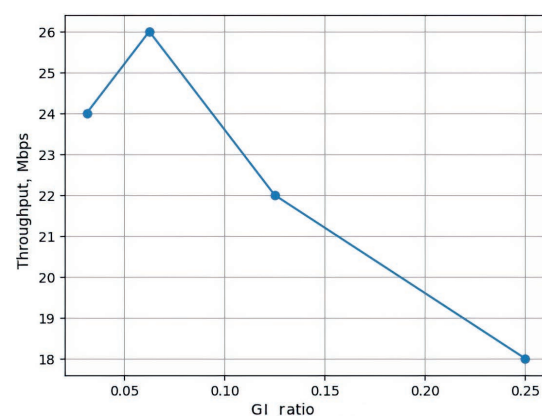


Fig. 3. Throughput performance versus guard interval in DVB-T2 transmission system

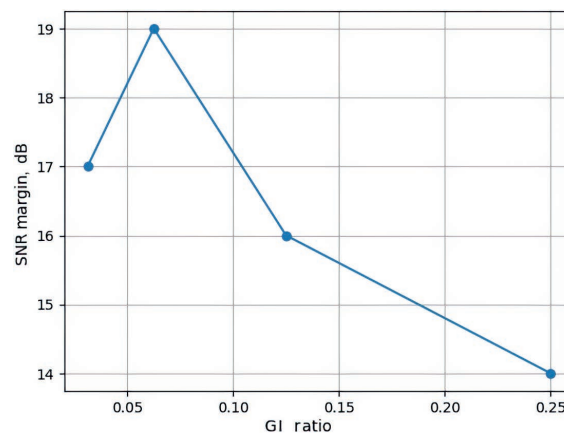


Fig. 4. Signal-to-noise ratio margin versus guard interval in DVB-T2 system

Throughput performance

The effect of changing the GI configuration on the throughput performance of the system is shown in Fig. 3. The results show that throughput increases as the overhead of guard intervals becomes smaller,

with the highest value of 26 Mbps attained when $GI = 1/16$. However, although there is less overhead when $GI = 1/32$, the system throughput was limited by the increase in errors, which caused re-transmissions.

SNR margin analysis

The SNR margin characteristics are shown in Fig. 4 and listed in Tab. 1. The maximum SNR margin (19 dB) was obtained for $GI = 1/8$, implying higher robustness to interference and fading. This does not imply that $GI = 1/8$ corresponds to optimal throughput or BER characteristics. The decrease in SNR margin for $GI = 1/16$ and $GI = 1/32$ is caused by higher susceptibility to multipath distortion, whereas $GI = 1/4$ suffers from unnecessary redundancy.

Integrated system performance evaluation

From the comparative analysis of all the parameters in Tab. 1, as well as in Fig. 2–4, it can be concluded that there is no GI configuration that will provide the best performance for all the parameters simultaneously. The GI value of $1/16$ has the highest values of BER and throughput parameters, while the GI of $1/8$ has the maximum SNR margin. On the contrary, the GI of $1/4$ shows the worst performance in terms of all the parameters.

Conclusion

1. The paper provided a thorough performance assessment of guard interval optimization in based of orthogonal frequency division multiplexing DVB-T2 broadcast communication networks and proved that adequate guard interval selection considerably improves robustness, spectral efficiency, and transmission quality of the system when used in dense urban areas. According to the findings, the performance of the DVB-T2 system is quite sensitive to guard interval settings, especially in cases of multipath propagation in urban environment. In this regard, it was found that the system performance with the $GI = 1/16$ setting was the best one in terms of achieving minimum bit error rate, maximum throughput, and a high signal-to-noise margin.

2. The obtained results proved that there is indeed a trade-off between the robustness and spectral efficiency of DVB-T2 systems. While larger guard intervals (such as $1/4$) ensured better immunity to intersymbol interference and multipath effects, they also caused significant overhead that decreased throughput. In turn, smaller guard intervals (such as $1/32$) offered increased spectral efficiency but were associated with greater bit error rates because of lower robustness. In this context, the optimal guard interval setting ($1/16$) was identified as an effective solution that ensures stable performance of the system.

3. It is suggested that the designers of the DVB-T2 broadcasting network use the configuration $GI = 1/16$ in urban settings, especially where there is a very strong multipath effect like in cities. The reason for choosing this configuration is to allow efficient use of bandwidth while ensuring good signal reception.

4. Additionally, the future designs of the DVB-T2 broadcasting systems should be made with the ability to dynamically choose guard intervals based on real-time channel variations. Such adaptive ability will not only make the system more resilient but also optimize its spectral efficiency.

5. It is further recommended that more research be conducted on optimizing the selection of guard intervals in different propagation environments, especially in highly mobile and varying topographies. Another recommendation is for more research on the integration of quality-of-service metrics into the design of DVB-T2 systems.

References

1. *International Telecommunication Union Radiocommunication Sector (ITU-R), Frequency and Network Planning Aspects of DVB-T2*. Report ITU-R BT.2254-5. Geneva, Switzerland, Nov. 2021. Available: <https://www.itu.int/pub/R-REP-BT.2254> (Accessed 2 June 2026).
2. Ouyang R., Matsumura T., Mizutani K., Harada H. (2021b). Channel Measurement and Modeling Prototype for IEEE 802.22-Based Regional Area Networks. *IEEE Access*. 9, 144587–144599. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3117252>.
3. Rowshan M., Qiu M., Xie Y., Gu X., Yuan J. (2024) Channel Coding Toward 6G: Technical Overview and Outlook. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 5, 2585–2685. <https://doi.org/10.1109/ojcoms.2024.3390000>.
4. Wasilewska M., Kliks A., Bogucka H., Cichon K., Ruseckas J., Molis G., et al. (2021) Artificial Intelligence for Radio Communication Context-Awareness. *IEEE Access*. 9, 144820–144856. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3119524>.

5. Honfoga A.-C., Dossou M., Dassi P., Moeyaert V. (2021) Filtered Based UFMC Waveform Applied on Joint DVB-T2/NUC System. *AFRICOMM*. https://doi.org/10.1007/978-3-030-70572-5_2.
6. Aragon-Zavala A., Angueira P., Montalban J., Vargas-Rosales C. (2021) Radio Propagation in Terrestrial Broadcasting Television Systems: A Comprehensive survey. *IEEE Access*. 9, 34789–34817. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3061034>.
7. Thenua R. K., Sourour E., Starks D., Kamran R., Simon M., Appaiah K. (2026) Bootstrap-Based Receiver Synchronization and System Discovery in B2X: An Extension of ATSC 3.0. *ArXiv.org*. <https://arxiv.org/abs/2605.09298>.
8. Zakaria M. N., Hadiwiayatno H., Anugerah M. D. (2025) Analysis of Digital Television Signal System Based on Gain and Information in Malang City Area. *Jurnal Jartel Jurnal Jaringan Telekomunikasi*. 15 (1), 81–88. <https://doi.org/10.33795/jartel.v15i1.6962>.
9. Erunkulu O. O., Zungeru A. M., Lebekwe C. K., Mosalaosi M., Chuma J. M. (2021) 5G Mobile Communication Applications: A Survey and Comparison of Use Cases. *IEEE Access*. 9, 97251–97295. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3093213>.
10. Pamungkas W., Fitriani A., Larasati S., Jayati A. E., Ardina E. N., Hendry J. (2024) Multimedia Transmission Technique for Smart Ambulance with Multi-Carrier OFDM in a V2V and V2I Channel Model Using Software Defined Radio Technology. *Journal of Applied Engineering and Technological Science*. 6 (1), 316–340. <https://doi.org/10.37385/jaets.v6i1.5030>.
11. Azari M. M., Solanki S., Chatzinotas S., Kodheli O., Sallouha H., Colpaert A., et al. (2022) Evolution of Non-Terrestrial Networks from 5G to 6G: A Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 24 (4), 2633–2672. <https://doi.org/10.1109/comst.2022.3199901>.
12. Wang J., Hao Y., Yang C. (2023) The Current Progress and Future Prospects of Path Loss Model for Terrestrial Radio Propagation. *Electronics*. 12 (24). <https://doi.org/10.3390/electronics12244959>.
13. Celik A., Romdhane I., Kaddoum G., Eltawil A. M. (2022) A Top-Down Survey on Optical Wireless Communications for the Internet of Things. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 25 (1), 1–45. <https://doi.org/10.1109/comst.2022.3220504>.
14. Singya P. K., Shaik P., Kumar N., Bhatia V., Alouini M. (2021) A Survey on Higher-Order QAM Constellations: Technical Challenges, Recent Advances, and Future Trends. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2, 617–655. <https://doi.org/10.1109/ojcoms.2021.3067384>.
15. Ahmed-Ade F., Akpan V. A., Ogolo E. O. (2026) Real-Time Implementation of Integrated Optical Plus Filtered OFDM 5G Network Parameters for LTE and DVB-T2 Telecommunication Systems. *Scientific Journal of Engineering Research*. 2 (1), 97–130. <https://doi.org/10.64539/sjer.v2i1.2026.372>.
16. Georlette V., Honfoga A., Dossou M., Moeyaert V. (2024) Exploring Universal Filtered Multi Carrier Waveform for Last Meter Connectivity in 6G: A Street-Lighting-Driven Approach with Enhanced Simulator for IoT Application Dimensioning. *Future Internet*. 16 (4). <https://doi.org/10.3390/fi16040112>.
17. Kanellopoulos D., Sharma V. K., Panagiotakopoulos T., Kameas A. (2023). Networking Architectures and Protocols for IoT Applications in Smart Cities: Recent Developments and Perspectives. *Electronics*. 12 (11). <https://doi.org/10.3390/electronics12112490>.
18. Zannou S., Honfoga A., Dossou M., Moeyaert V. (2024) Carrier Frequency Offset Impact on Universal Filtered Multicarrier/Non-Uniform Constellations Performance: A Digital Video Broadcasting–Terrestrial, Second Generation Case Study. *Telecom*. 5 (4), 1205–1241. <https://doi.org/10.3390/telecom5040061>.
19. Averina L. I., Lafickiy A. Y. (2022) Increasing of Bit Error Rate Performance for OFDM Systems Over Fading Channels. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*. 25 (4), 39–45. <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.4.39-45>.
20. Koivunen V., Keskin M. F., Wymeersch H., Valkama M., González-Prelcic N. (2024b) Multicarrier ISAC: Advances in Waveform Design, Signal Processing, and Learning under Nonidealities. *IEEE Signal Processing Magazine*. 41 (5), 17–30. <https://doi.org/10.1109/msp.2024.3420492>.
21. D’Andreagiovanni F., Lakhlef H., Nardin A. (2020) A Mathuristic for Joint Optimal Power and Scheduling Assignment in DVB-T2 Networks. *Algorithms*. 13 (1). <https://doi.org/10.3390/a13010027>.

Received: 18 May 2026

Accepted: 3 June 2026

Information about the author

Olarewaju Peter Ayeoribe, PhD, Researcher at the Department of Electrical and Electronic Engineering, Federal University Oye-Ekiti

Address for correspondence

Nigeria, Federal University Oye-Ekiti,
Department of Electrical and Electronic Engineering
E-mail: ayeoribe.olarewaju@gmail.com
Olarewaju Peter Ayeoribe



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-63-71>

УДК 621.391

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОДУЛЯЦИЕЙ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ВИДИМЫМ СВЕТОМ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНОГО АНАЛИЗА КОЭФФИЦИЕНТА ХЕРСТА И ЛОКАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ПРОИЗВОДНОЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ. ЧАСТЬ 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА

А. Н. СОЛОВЬЁВ¹, С. И. ПОЛОВЕНЯ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

²Белорусская государственная академия связи (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Предложен алгоритм адаптивного управления модуляцией для систем связи видимым светом, использующий совместный анализ коэффициента Херста и локальной оценки производной отношения сигнал/шум. Алгоритм использует асимметричную логику переключения: повышение порядка модуляции разрешается только при одновременном выполнении условий положительной оценки локальной производной и высокой персистентности временного ряда, тогда как понижение осуществляется немедленно при обнаружении направленного ухудшения. Пороговые параметры алгоритма обоснованы путем анализа тепловых карт выигрыша по скорости, построенных для экспериментальных сценариев. Предлагаемый алгоритм обеспечивает уменьшение числа переключений порядка модуляции относительно классического порогового метода в диапазоне от 7,1 до 81,2 % в зависимости от характера динамики канала.

Ключевые слова: адаптивная модуляция, связь видимым светом, коэффициент Херста, локальная оценка производной, SNR, R/S-анализ, долговременная память канала.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Соловьёв, А. Н. Адаптивное управление модуляцией в системах связи видимым светом на основе совместного анализа коэффициента Херста и локальной оценки производной отношения сигнал/шум. Часть 1. Теоретические основы и разработка алгоритма / А. Н. Соловьёв, С. И. Половения // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 63–71. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-63-71>.

ADAPTIVE MODULATION CONTROL IN VISIBLE-LIGHT COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON A JOINT ANALYSIS OF THE HURST EXPONENT AND LOCAL ESTIMATION OF THE SIGNAL-TO-NOISE RATIO DERIVATIVE. PART 1. THEORETICAL FOUNDATIONS AND ALGORITHM DEVELOPMENT

ALIAKSEI SALAUYOU¹, SIARHEI PALAVENIA²

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State Academy of Communications (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. An adaptive modulation control algorithm for visible-light communication systems is proposed. It utilizes a combined analysis of the Hurst exponent and a local estimate of the signal-to-noise ratio derivative. The algorithm utilizes asymmetric switching logic: modulation order upshifts are permitted only when the conditions of a positive local derivative estimate and high time series persistence are simultaneously met, while downshifts are performed immediately upon detection of a directional degradation. The algorithm's threshold parameters are substantiated by analyzing speed-gain heat maps constructed for experimental scenarios. The proposed algorithm reduces the number of modulation order switches relative to the classical threshold method by 7.1 to 81.2%, depending on the channel dynamics.

Keywords: adaptive modulation, visible light communication, Hurst exponent, local derivative estimation, SNR, R/S analysis, long-term channel memory.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Salauyou A., Palavenia S. (2026) Adaptive Modulation Control in Visible-Light Communication Systems Based on a Joint Analysis of the Hurst Exponent and Local Estimation of the Signal-to-Noise Ratio Derivative. Part 1. Theoretical Foundations and Algorithm Development. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 63–71. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-63-71> (in Russian).

Введение

В связи с устойчивым ростом объема передаваемых данных и увеличением количества устройств формируется запрос на развитие беспроводных систем связи^{1,2}. Это приводит к дефициту радиочастотного спектра и заставляет искать альтернативы, среди которых немаловажное место занимают системы связи видимым светом (СВС). В особенности можно выделить стандарт Light Fidelity (Li-Fi), в котором использование источников света видимого диапазона позволяет совмещать функции передачи данных и освещения, при этом обеспечивая спектральную эффективность и низкие задержки при передаче данных [1].

В то же время оптический канал СВС характеризуется выраженной нестационарностью [2], ведь даже незначительные изменения геометрии, затенения, резкие изменения внешней засветки, вибрации, колебания температуры могут приводить к заметным изменениям принимаемого сигнала, в частности отношения сигнал/шум (signal-to-noise ratio, SNR) [3]. В таких условиях нерационально использовать фиксированные параметры передачи, поскольку ослабление сигнала вызовет рост ошибок, а при улучшении условий этот механизм приведет к неполному использованию пропускной способности канала СВС [4].

Основной механизм подстройки к изменяющимся условиям передачи данных – адаптивное управление модуляцией (АУМ) [5]. Классический подход предлагает выбор схемы (порядка) модуляции на основе мгновенной оценки SNR и сопоставления ее с заранее заданными пороговыми уровнями, которые соответствуют требуемому уровню вероятности битовой ошибки (bit error rate, BER) [6]. АУМ – несложный и широко распространенный подход, однако у него есть принципиальное ограничение – решение принимается по текущему значению SNR и не учитывает временную характеристику его изменения [4]. В реальных системах такое ограничение проявляется в том, что вблизи пороговых уровней схожие значения SNR могут соответствовать разному состоянию канала – направленному дрейфу или случайным флуктуациям [7]. При отсутствии информации о временной структуре сигнала классический пороговый механизм либо совершает избыточные переключения, реагируя на всплески, либо запаздывает с изменением режима, не видя устойчивого тренда [5].

Для снижения частоты переключений часто применяется метод гистерезиса, при котором вводятся дополнительные пороги для повышения и понижения порядка модуляции³. Зона нечувствительности, определяемая такими порогами, стабилизирует «дребезг» при переключении порядка модуляции, однако не устраняет главного недостатка – не учитывает динамику изменения SNR. Кроме того, гистерезис консервативен и может препятствовать переходу к более эффективной модуляции, так как не учитывает наличия устойчивого улучшения канала, что снижает его эффективность [5].

В некоторых работах для преодоления недостатков АУМ предлагается использовать методы машинного обучения, которые позволяют одновременно решать задачи оценки канала, переключения модуляции и устранения нелинейности, но требуют формировать большие объемы обучающих данных и задействовать значительные вычислительные ресурсы [8]. Это ограничивает их применимость в недорогих устройствах.

Альтернативой вышеперечисленным методам является учет временной структуры изменения SNR. Привлечение показателей долговременной памяти случайных процессов для задач управления системами передачи данных находит устойчивое применение в сетях передачи данных [9].

¹ Cisco Annual Internet Report (2018–2023) [Electronic resource] // White Paper. Mode of access: cisco.com. Date of access: 28.04.2026.

² Ericsson Mobility Report, June 2024 [Electronic resource]. Mode of access: ericsson.com. Date of access: 28.04.2026.

³ IEEE Standard for Information Technology: IEEE Std 802.11–2020 (Revision of IEEE Std 802.11–2016). NY, 2021. DOI: 10.1109/IEEESTD.2021.9363693.

Результаты экспериментального исследования канала СВС, полученные в [10], свидетельствуют о том, что коэффициент Херста H , оцениваемый на скользящем окне, способен различать режимы с выраженным трендом от случайных флуктуаций. Для понимания направления изменения SNR дополнительно был введен параметр d – локальная оценка производной SNR [7]. Совместный анализ пары (H, d) позволяет отделить направленный рост от направленного спада и случайных флуктуаций, что формирует основу для более обоснованного выбора порядка модуляции.

В статье предлагается комбинированный алгоритм адаптивной модуляции для систем СВС, который использует как мгновенное значение SNR, так и два параметра его временной структуры – коэффициент Херста и локальную оценку производной. Основная идея алгоритма состоит в том, что повышение порядка модуляции в зоне неопределенности происходит только при одновременном выполнении условий устойчивости положительного тренда ($d > 0$) и высокой персистентности ряда ($H > 0,75$), а понижение предполагается только по факту выхода из зоны неопределенности в область пониженного порядка модуляции. Такой подход позволяет использовать устойчивое улучшение канала связи для повышения пропускной способности и быстро реагировать на ухудшение условий.

Цель исследований – повышение эффективности передачи данных в канале СВС с помощью алгоритма АУМ, основанного на совместном анализе коэффициента Херста и локальной производной SNR.

Экспериментальная установка и формирование временных рядов SNR

Все измерения SNR выполнялись на экспериментальной установке, построенной на базе программно определяемых радиосистем (software defined radio, SDR) HackRF One и разработанного оптоэлектронного тракта. Установка подробно описана в [11].

Передающий тракт формирует OFDM модулированный сигнал в среде GNURadio, который после цифро-аналогового преобразования через оптоэлектронную систему подается на источник излучения (лазерный диод) с длиной волны 650 нм. После прохождения по оптическому каналу сигнал поступает через фотодиод на трансимпедансный усилитель и после оцифровки вторым SDR обрабатывается приемным графом в среде GNURadio.

В приемном графе реализованы разделение сигнальной и шумовой составляющих спектра и вычисление текущего SNR в децибелах. Полученные значения SNR записываются в файл-протокол с временными метками с частотой приблизительно 10 Гц, что ограничено производительностью установки [11].

Изменение геометрии оптического канала (расстояние, угол падения) и внешние воздействия (затенения, вибрации) позволили получить временные ряды SNR с различными характеристиками. В процессе исследований было выбрано несколько характерных сценариев – квазистационарный, плавный рост и плавное снижение, ряд с резкими скачками и колебаниями около порогов переключения, засветка солнечным светом, работа канала в условиях случайных вибраций и смешанный сценарий.

Схемы модуляции и пороговые уровни

В системе использовались четыре схемы модуляции с возрастающей спектральной эффективностью: BPSK, QPSK, 16-QAM и 64-QAM. Для максимальной полосы канала установки 20 МГц (при измерениях использовалась пониженная полоса пропускания для исключения работы на пределе возможности SDR) выбирались следующие теоретические скорости передачи данных: $R_{\text{BPSK}} = 20$ Мбит/с, $R_{\text{QPSK}} = 40$ Мбит/с, $R_{16\text{-QAM}} = 80$ Мбит/с, $R_{64\text{-QAM}} = 120$ Мбит/с [4].

Номинальные пороговые значения SNR для перехода между порядками модуляции определялись на основе теоретических кривых BER для канала с аддитивным белым гауссовским шумом без помехоустойчивого кодирования [6]. Во всех выражениях величина γ принималась как отношение энергии на бит к спектральной мощности шума. Тогда зависимости BER от γ можно описать известными аналитическими выражениями:

$$\text{BER}_{\text{QPSK}}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}); \quad (1)$$

$$\text{BER}_{16\text{-QAM}}(\gamma) = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4}{5}\gamma}\right); \quad (2)$$

$$\text{BER}_{64\text{-QAM}}(\gamma) = \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{2}{7}}\gamma\right), \quad (3)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – дополнительная функция ошибок (Q -функция), определяющая вероятность превышения случайной величиной заданного порога.

Целевой уровень ошибок $\text{BER} = 10^{-3}$ выбирали как верхнюю границу, при которой современные алгоритмы способны снизить итоговый BER до значений 10^{-7} и менее, требуемых для большинства практических применений [4]. Численное решение уравнений $\text{BER}(\gamma) = 10^{-3}$ дает следующие теоретические пороги для битового SNR: QPSK – 6,8 дБ, 16-QAM – 10,5 дБ, 64-QAM – 14,8 дБ. Однако в реальных системах связи, построенных с использованием SDR, всегда закладывают дополнительный запас, который призван компенсировать неидеальность аналоговых цепей, искажения сигнала и другие факторы, которые оцениваются в 2–4 дБ [12]. Принимая во внимание этот запас для стабильного переключения в условиях нестационарного канала, для исследования выбирались следующие номинальные пороги для всех рассматриваемых алгоритмов переключения:

- $\theta_1 = 9$ дБ (переход BPSK $\rightarrow$ QPSK);
- $\theta_2 = 13$ дБ (переход QPSK $\rightarrow$ 16-QAM);
- $\theta_3 = 18$ дБ (переход 16-QAM $\rightarrow$ 64-QAM).

Вычисление параметров временного ряда

Для оценки долговременной памяти временного ряда SNR применялся метод нормированного размаха (R/S-метод) [10]

$$E\left[\frac{R(n)}{S(n)}\right] = cn^H,$$

где $R(n)$ – размах накопленных отклонений от среднего; $S(n)$ – стандартное отклонение; n – длина наблюдаемого участка; H – коэффициент Херста; c – константа процесса.

В [13] показано, что для практического применения на прикладных задачах с небольшими объемами выборки построение регрессии по набору масштабов нецелесообразно. Поэтому предлагается принимать $n = N$ (полную длину наблюдаемого участка) и ограничение, при котором константа процесса $c \equiv 1$ и прямая в двойных логарифмических координатах проводится через начало координат. Тогда можно выполнить прямую оценку коэффициента Херста по масштабу длины окна N

$$H = \frac{\ln(R(N)/S(N))}{\ln N}, \quad (4)$$

где $R(n)$, $S(n)$ – величины, вычисляемые однократно по всему сегменту.

Особенность метода – систематическое смещение, вызванное ограничением $c \equiv 1$, которое не устраняется, а сохраняется, но принимается во внимание при оценке устойчивых трендов, поскольку является известным для конечных выборок нормально распределенных независимых величин [14]. Тем не менее реальный сигнал, полученный на установке, не является белым шумом из-за инерционности физических процессов, что увеличивает константу процесса. Как следствие – на стационарных участках коэффициент Херста не опускается заметно менее 0,5 (рис. 1 – квазистационарный канал с неизменными условиями), что позволяет сформировать устойчивый диапазон значений, который принимается как шумовой порог. Это подтверждается экспериментально – зеленая пунктирная линия, шумовой порог 0,75. Напротив, при появлении направленного тренда в сигнале систематическое смещение и возрастающий коэффициент H уверенно поднимаются к значениям более 0,75, что значительно превышает шумовой порог (рис. 2). Формула (4) применялась на скользящем окне длиной $N = 200$ отсчетов (~20 с при частоте регистрации 10 Гц), продвигаемом с шагом 20 отсчетов (~2 с). На каждом шаге по текущему сегменту вычислялось одно значение H . Полученный дискретный ряд линейно интерполировался на все моменты времени, образуя непрерывный временной ряд. Выбор длины окна был обоснован экспериментально.

В качестве показателя направления изменения сигнала вводился параметр d , представляющий собой упрощенную оценку локальной производной. Параметр d вычислялся как среднее приращение SNR на последних M отсчетах внутри того же скользящего окна длиной N

$$d = \frac{1}{M-1} \sum_{i=N-M+1}^{N-1} (x_{i+1} - x_i). \quad (5)$$

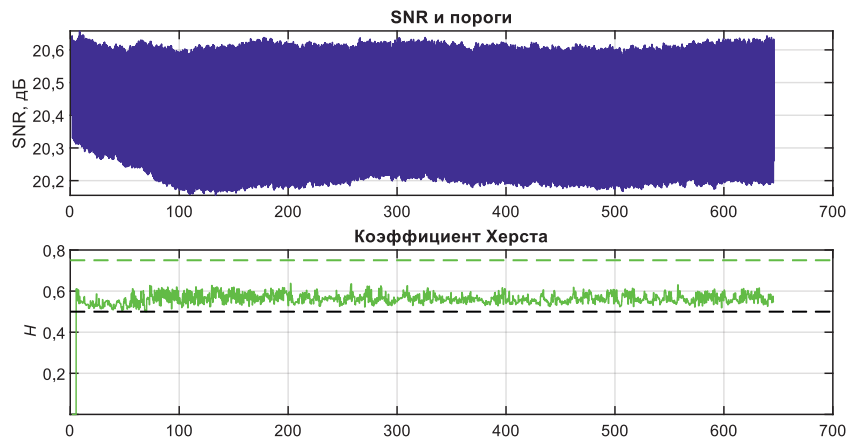


Рис. 1. Оценка коэффициента Херста в квазистационарном канале
Fig. 1. Estimation of the Hurst exponent in a quasi-stationary channel

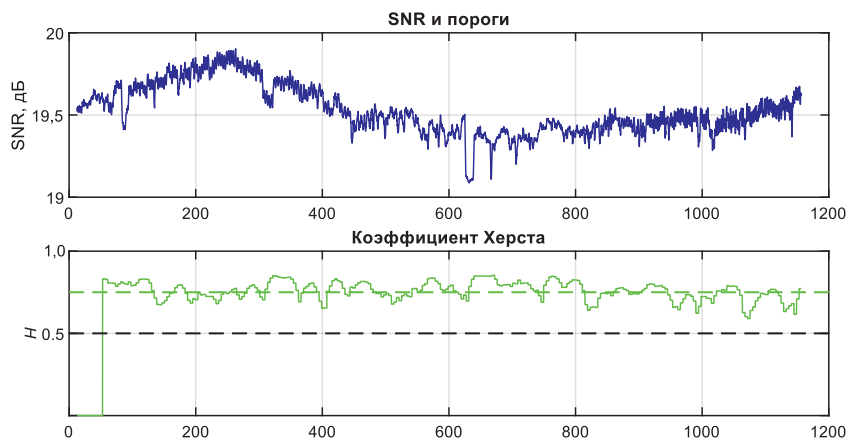


Рис. 2. Оценка коэффициента Херста в канале с внешней переменной засветкой
Fig. 2. Estimation of the Hurst exponent in a channel with variable ambient light

Знак d относительно нуля указывает направление изменения: $d > 0$ соответствует росту SNR, $d < 0$ – падению, а $d \approx 0$ – случайные флуктуации. Величина этого показателя пропорциональна крутизне тренда. Формально сумма в (5) является телескопической и зависит только от двух крайних отсчетов внутри подокна длиной M . Вычисление d производилось синхронно с оценкой H , а после интерполяции формировался непрерывный ряд значений локальной производной для всех моментов времени. Таким образом, в каждый момент времени мы располагали тремя параметрами – мгновенным значением SNR, коэффициентом Херста и оценкой локальной производной, что позволило применять их в алгоритме АУМ для канала СВЧ.

Обоснование выбора длины окна

Длина скользящего окна N является критическим параметром, определяющим компромисс между статистической надежностью оценки H и способностью алгоритма своевременно реагировать на изменения канала. Классические исследования R/S-метода рекомендуют использовать не менее 200–500 точек для получения устойчивой оценки [15]. Не менее важно, чтобы в задачах реального времени чрезмерно длинные окна не затягивали реакцию и не пропускали кратковре-

менные ухудшения. Поэтому для обоснования значения N был выполнен эксперимент на двух контрастных сценариях:

- канал с быстрыми возмущениями (rand om-fluct.csv), SNR колебался в пределах порогов, но вводились резкие кратковременные провалы;
- смешанный сценарий (snr_log_mix_H_d.csv), содержал участки плавных трендов и затенений с колебаниями в зонах переключения.

Для каждого сценария длина окна варьировалась в диапазоне 100–1000 отсчетов с шагом 10. Результаты исследований представлены на рис. 3.

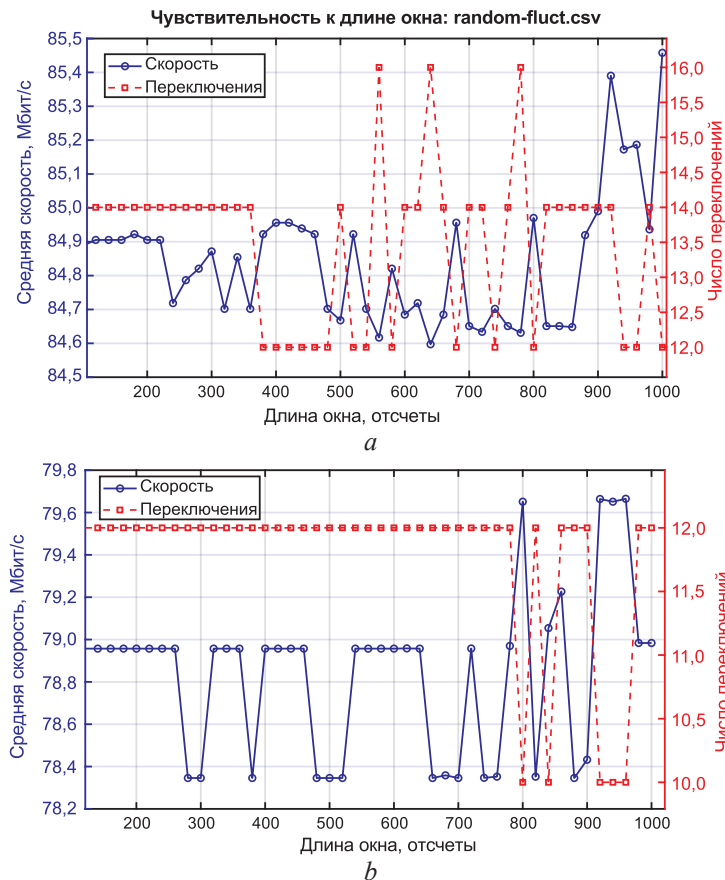


Рис. 3. Чувствительность скорости передачи данных и количества переключений к длине окна:

a – канал с быстрыми возмущениями; b – смешанный сценарий

Fig. 3. Sensitivity of data rate and switching frequency to window length:

a – fast-fading channel; b – mixed scenario

Как показано на рис. 3, при наличии интенсивных случайных флуктуаций увеличение окна более чем на 300 отсчетов приводит к резкой деградации управления и непредсказуемым переключениям. Следовательно, при выборе критического параметра N необходимо руководствоваться принципом минимизации риска в наихудшем сценарии. Значение $N = 200$ является точкой пересечения зон стабильности для обоих исследованных процессов.

Алгоритмы управления модуляцией

Рассмотрим три сравниваемых алгоритма выбора модуляции: классический пороговый, гистерезисный и предлагаемый комбинированный, основанный на совместном анализе коэффициента Херста H и оценки локальной производной d . Все алгоритмы оперируют мгновенным значением SNR для равных условий.

Классический пороговый алгоритм принимает решение о выборе порядка модуляции m_i исключительно по текущему значению SNR, сравнивая его с заданными порогами $\theta_1 = 9$ дБ, $\theta_2 = 13$ дБ и $\theta_3 = 18$ дБ:

$$m_t^{base} = \begin{cases} 1(\text{BPSK}), s_t < \theta_1; \\ 2(\text{QPSK}), \theta_1 \leq s_t < \theta_2; \\ 3(16\text{-QAM}), \theta_2 \leq s_t < \theta_3; \\ 4(64\text{-QAM}), \theta_3 \leq s. \end{cases}$$

Алгоритм не обладает памятью, решение в момент времени t не зависит от предыдущего состояния, что делает его наиболее простым в реализации и в то же время самым чувствительным к случайным флуктуациям вблизи порогов переключения.

Гистерезисный алгоритм применяется для снижения частоты переключений. При его использовании вводятся отдельные пороги для повышения и понижения порядка модуляции. В исследовании использовалась симметричная зона нечувствительности шириной $\Delta = 1,5$ дБ, т. е. смещение каждого порога составляло $\delta = \Delta/2 = 0,75$ дБ вверх для повышения и такую же величину вниз для понижения. Во всех остальных случаях сохранялся режим предыдущего шага: $m_t^{\text{гист}} = m_{(t-1)}^{\text{гист}}$. Гистерезисный алгоритм, в отличие от классического, уже реализует механизм памяти на один шаг. Однако данная инерционность ограничена учетом только предыдущего состояния системы и не позволяет интерпретировать динамику изменения SNR во времени.

Комбинированный алгоритм на основе H и d заключается в том, что решение о повышении модуляции принимается только при наличии уверенности в устойчивом положительном тренде, тогда как понижение выполняется немедленно при переходе нижней границы зоны неопределенности. В алгоритме вводится понятие зоны неопределенности аналогичной гистерезисному алгоритму – окрестности каждого из трех порогов шириной $\Delta = 1,5$ дБ (по 0,75 дБ в каждую сторону от порога, аналогично гистерезисному), а если SNR находится вне этих зон, выбор модуляции осуществляется по классическому пороговому алгоритму. Если же s_t попадает в зону неопределенности, решение корректируется с учетом H_t и d_t . Тогда правила переключения можно записать следующим образом: пусть $m_{(t-1)}^{Hd}$ – индекс модуляции в предыдущий момент (1 – BPSK, 2 – QPSK, 3 – 16-QAM, 4 – 64-QAM). Тогда для текущего значения:

- понижение модуляции выполняется точно так же, как и в гистерезисном алгоритме, дополнительных условий для понижения не накладывается, поскольку задержка с понижением может привести к резкому росту ошибок;
- повышение порядка модуляции при выходе уровня SNR за верхнюю границу зоны также полностью повторяет гистерезисный метод;
- досрочное повышение порядка модуляции внутри зоны разрешается, когда уровень SNR находится в зоне неопределенности $\pm\delta/2$ относительно порога переключения порядка модуляции и одновременно зафиксирован устойчивый положительный тренд. При одновременном выполнении обоих условий разрешается переход на одну ступень вверх – $m_t^{Hd} = m_{t-1}^{Hd} + 1$, а если условия тренда не выполнены, сохраняется текущая модуляция. Такая асимметрия отражает различную цену ошибок: ложное повышение ведет к потере пакетов, тогда как ложная задержка понижения – лишь к временному снижению скорости.

Пороговые значения устойчивости положительного тренда H_{thr} и d_{thr} будут протестированы с помощью тепловой карты для всех сценариев и объединены в общую тепловую карту минимального выигрыша для определения их оптимальных значений во второй части статьи в соответствующем разделе.

Заключение

1. Дано описание экспериментальной установки и приведена процедура вычисления двух параметров временной структуры сигнала – коэффициента Херста и локальной оценки производной. Отмечено, что коэффициент Херста, оцениваемый методом нормированного размаха на скользящем окне, различает квазистационарные участки и участки с направленным трендом, а параметр d дополняет эту информацию, показывая направление изменения SNR. Обоснован выбор длины окна как точки пересечения зон стабильности для контрастных сценариев динамики канала.

2. Рассмотрены три алгоритма управления модуляцией: классический пороговый, гистерезисный и предлагаемый комбинированный. Главная особенность комбинированного алгоритма – асимметричная логика переключения, когда повышение порядка модуляции разрешается

досрочно внутри зоны неопределенности только при одновременном выполнении условий высокой персистентности ряда и положительной оценки локальной производной, тогда как понижение выполняется немедленно без дополнительных условий.

3. Во второй части статьи будут приведены результаты тестирования характерных сценариев каналов системы связи видимым светом, сделаны анализ тепловых карт пороговых параметров и сравнение эффективности алгоритмов по средней скорости передачи данных и числу переключений для всех сценариев.

Список литературы

1. Komine, T. Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System Using LED Lights / T. Komine, M. Nakagawa // *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2004. Vol. 50, No 1. P. 100–107. DOI: 10.1109/TCE.2004.1277847.
2. Channel Characteristics of Visible Light Communications Within Dynamic Indoor Environment / P. Chvojka [et al.] // *Journal of Lightwave Technology*. 2015. Vol. 33, No 9. P. 1719–1725. DOI: 10.1109/JLT.2015.2398894.
3. Половения, С. И. Исследование атмосферного канала передачи данных не прямой видимости / С. И. Половения, А. Н. Соловьёв, А. Ф. Корнеева // *Проблемы инфокоммуникаций*. 2024. № 2 (20). С. 63–70.
4. Goldsmith, A. *Wireless Communications* / A. Goldsmith. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. DOI: 10.1017/CBO9780511841224.
5. López-Benítez, M. Performance Analysis of SNR Threshold-Setting Strategies for Adaptive Modulation and Coding Under Fading Channels / M. López-Benítez // *Physical Communication*. 2018. Vol. 30. P. 154–166. DOI: 10.1016/j.phycom.2018.08.009.
6. Cho, K. On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations / K. Cho, D. Yoon // *IEEE Transactions on Communications*. 2002. Vol. 50, No 7. P. 1074–1080. DOI: 10.1109/TCOMM.2002.800818.
7. Соловьёв, А. Н. Анализ динамики отношения сигнал/шум в канале связи видимым светом с применением коэффициента Херста / А. Н. Соловьёв // *Проблемы инфокоммуникаций*. 2026. № 1.
8. Saxena, V. N. Machine Learning in Visible Light Communication System: A Survey / V. N. Saxena, V. K. Dwivedi, J. Gupta // *Wireless Communications and Mobile Computing*. 2023. Vol. 2023. Art. 3950657. DOI: 10.1155/2023/3950657.
9. On the Self-Similar Nature of Ethernet Traffic (Extended Version) / W. E. Leland [et al.] // *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 1994. Vol. 2, No 1. P. 1–15. DOI: 10.1109/90.282603.
10. Hurst, H. E. Long-Term Storage Capacity of Reservoirs / H. E. Hurst // *Transactions of the American Society of Civil Engineers*. 1951. Vol. 116, No 1. P. 770–799. DOI: 10.1061/TACEAT.0006518.
11. Соловьёв, А. Н. Экспериментальная система для исследования канала связи видимым светом на базе SDR / А. Н. Соловьёв // *Технологии передачи и обработки информации: материалы Междунар. науч.-техн. семинара*. Минск, 2026.
12. Скляр, Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ.; 2-е изд. М.: Вильямс, 2016.
13. Лепихин, А. П. К применению показателя (коэффициента) Херста в гидрологии / А. П. Лепихин, Д. И. Перепелица // *Географический вестник*. 2016. № 4. С. 36–44.
14. Anis, A. A. The Expected Value of the Adjusted Rescaled Hurst Range of Independent Normal Summands / A. A. Anis, E. H. Lloyd // *Biometrika*. 1976. Vol. 63, No 1. P. 111–116.
15. Weron, R. Estimating Long-Range Dependence: Finite Sample Properties and Confidence Intervals / R. Weron // *Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications*. 2002. Vol. 312, No 1. P. 285–299. DOI: 10.1016/S0378-4371(02)00961-5.

Поступила 26.05.2026

Принята в печать 24.06.2026

References

1. Komine T., Nakagawa M. (2004) Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System Using LED Lights. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 50 (1), 100–107. DOI: 10.1109/TCE.2004.1277847.
2. Chvojka P., Zvanovec S., Haigh P. A., Ghassemlooy Z. (2015) Channel Characteristics of Visible Light Communications Within Dynamic Indoor Environment. *Journal of Lightwave Technology*. 33 (9), 1719–1725. DOI: 10.1109/JLT.2015.2398894.
3. Palavenia S. I., Salauyou A. N., Karneeva A. F. (2024) Investigation of the Non-Line-of-Sight Atmospheric Data Transmission Channel. *Problems of Infocommunications*. (2), 63–70 (in Russian).
4. Goldsmith A. (2005) *Wireless Communications*. Cambridge, Cambridge University Press Publ. DOI: 10.1017/CBO9780511841224.

5. López-Benítez M. (2018) Performance Analysis of SNR Threshold-Setting Strategies for Adaptive Modulation and Coding Under Fading Channels. *Physical Communication*. 30, 154–166. DOI: 10.1016/j.phycom.2018.08.009.
6. Cho K., Yoon D. (2002) On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations. *IEEE Transactions on Communications*. 50 (7), 1074–1080. DOI: 10.1109/TCOMM.2002.800818.
7. Salauyou A. N. (2026) Analysis of Signal-to-Noise Ratio Dynamics in a Visible Light Communication Channel Using the Hurst Exponent. *Problems of Infocommunications*. (1) (in Russian).
8. Saxena V. N., Dwivedi V. K., Gupta J. (2023) Machine Learning in Visible Light Communication System: A Survey. *Wireless Communications and Mobile Computing*. 2023, 3950657. DOI: 10.1155/2023/3950657.
9. Leland W. E., Taqqu M. S., Willinger W., Wilson D. V. (1994) On the Self-Similar Nature of Ethernet Traffic (Extended Version). *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 2 (1), 1–15. DOI: 10.1109/90.282603.
10. Hurst H. E. (1951) Long-Term Storage Capacity of Reservoirs. *Transactions of the American Society of Civil Engineers*. 116 (1), 770–799. DOI: 10.1061/TACEAT.0006518.
11. Salauyou A. N. (2026) Experimental System for the Investigation of a Visible Light Communication Channel Based on SDR. *Technologies of Data Transmission and Processing, Materials of Intern. Scientific and Techn. Seminar*. Minsk (in Russian).
12. Sklar B. (2016) *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Moscow, Williams Publ. (in Russian).
13. Lepikhin A. P., Perepelitsa D. I. (2016) On the Application of the Hurst Exponent (Coefficient) in Hydrology. *Geographical Bulletin*. (4), 36–44 (in Russian).
14. Anis A. A., Lloyd E. H. (1976) The Expected Value of the Adjusted Rescaled Hurst Range of Independent Normal Summands. *Biometrika*. 63 (1), 111–116.
15. Weron R. (2002) Estimating Long-Range Dependence: Finite Sample Properties and Confidence Intervals. *Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications*. 312 (1), 285–299. DOI: 10.1016/S0378-4371(02)00961-5.

Received: 26 May 2026

Accepted: 24 June 2026

Вклад авторов

Соловьёв А. Н. создал экспериментальную установку, разработал и реализовал алгоритм адаптивного управления модуляцией, спланировал и провел экспериментальные измерения временных рядов SNR, обработал и проанализировал полученные данные, построил графики, оформил рукопись статьи.

Половения С. И. поставил научную задачу, определил цели и направления исследования, участвовал в интерпретации результатов и обсуждении выводов, выполнил вычитку рукописи статьи.

Authors' contribution

Salauyou A. created the experimental setup, developed and implemented the adaptive modulation control algorithm, planned and conducted experimental measurements of SNR time series, processed and analyzed the obtained data, plotted graphs, and prepared the manuscript.

Palavenia S. set the scientific task, determined the goals and directions of the research, participated in the interpretation of the results and discussion of the conclusions, and proofread the manuscript.

Сведения об авторах

Соловьёв А. Н., асп. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Половения С. И., канд. техн. наук, доц., декан факультета электросвязи, Белорусская государственная академия связи

Адрес для корреспонденции

220076, Республика Беларусь,
Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2
Белорусская государственная академия связи
Тел.: + 375 17 360-15-02
E-mail: alexs.platforma@gmail.com
Соловьёв Алексей Николаевич

Information about the authors

Salauyou A., Postgraduate of Information Radiotechnologies Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Palavenia S., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Dean of the Faculty of Telecommunications, Belarusian State Academy of Communications

Address for correspondence

220076, Republic of Belarus,
Minsk, F. Skoriny St., 8/2
Belarusian State Academy of Communications
Tel.: + 375 17 360-15-02
E-mail: alexs.platforma@gmail.com
Salauyou Aliaksei



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-72-80>

УДК 621.391.13

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ С МНОГОКАСКАДНЫМ РАЗНОТИПНЫМ КОДИРОВАНИЕМ И МНОГОПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Э. Б. ЛИПКОВИЧ, Н. И. БЕЛЕНКЕВИЧ, М. И. ЗОРЬКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. Представлены аналитические модели расчета и методика исследования показателей помехоустойчивости, энергетической и информационной эффективности систем с последовательным составным кодированием на базе сверточных кодов большой конструктивной длины в сочетании с двоичными блочными кодами Боуза – Чоудхури – Хоквингема, сверточными и недвоичными кодами Рида – Соломона. Расчетные модели предусматривают проведение детальных исследований свойств составных кодовых конструкций с многопозиционными видами модуляции и декодированием по алгоритму Витерби с мягким решением для сверточных кодов и кодов Боуза – Чоудхури – Хоквингема и жестким решением для кодов Рида – Соломона. В отличие от известных подходов данная методика не требует знания весовых коэффициентов спектров используемых кодов, не ограничивает выбор местоположения кодов в кодовой конструкции и не предполагает применения при вычислениях сложных процедур компьютерного моделирования. Исследования выполняются в замкнутом виде на основании заданных параметров кодов в составной конструкции и требований к обеспечению достоверности приема. Показано, что помехоустойчивость систем с двухкаскадным последовательным кодированием на базе сверточных кодов с конструктивной длиной $K = 13$ в сочетании с простыми типами сверточных кодов, кодов Боуза – Чоудхури – Хоквингема или Рида – Соломона сопоставима с помехоустойчивостью лучших моделей турбокодов с итеративным параллельным MAP-декодированием. При этом исключены недостатки турбокодов, обусловленные применением высокоразмерных перемежителей.

Ключевые слова: многокаскадное кодирование, составные коды, эффективность декодирования, помехоустойчивость, достоверность приема.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Липкович, Э. Б. Помехоустойчивость систем связи и вещания с многокаскадным разнотипным кодированием и многопозиционной модуляцией / Э. Б. Липкович, Н. И. Беленкевич, М. И. Зорько // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 72–80. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-72-80>.

NOISE IMMUNITY OF COMMUNICATION AND BROADCASTING SYSTEMS WITH MULTI-STAGE DIFFERENT-TYPE CODING AND MULTI-POSITION MODULATION

EDUARD LIPKOVICH, NATALIA BELENKEVICH, MIKHAIL ZORKA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The article presents analytical models for calculating and a methodology for studying the noise immunity, energy, and information efficiency of systems with sequential composite coding based on long-length convolutional codes in combination with binary block Bose – Chaudhuri – Hocquenghem codes, and convolutional and nonbinary Reed-Solomon codes. The calculation models allow for detailed studies of the properties of composite code structures with multi-position modulation types and decoding using the Viterbi algorithm with a soft

decision for convolutional and Bose – Chaudhuri – Hocquenghem codes and a hard decision for Reed – Solomon codes. Unlike known approaches, this methodology does not require knowledge of the spectral weighting coefficients of the codes used, does not limit the choice of code locations within the code structure, and does not involve the use of complex computer modeling procedures in the calculations. The studies are performed in a closed-loop manner based on the specified parameters of the codes in the composite structure and the requirements for ensuring reliable reception. It is shown that the noise immunity of systems with two-stage sequential coding based on convolutional codes with a design length of $K = 13$ in combination with simple convolutional codes, such as Bose – Chaudhuri – Hocquenghem or Reed – Solomon codes, is comparable to the noise immunity of the best turbo code models with iterative parallel MAP decoding. Furthermore, the disadvantages of turbo codes caused by the use of high-dimensional interleavers are eliminated.

Keywords: multi-stage coding, composite codes, decoding efficiency, noise immunity, reception reliability.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Lipkovich E., Belenkevich N., Zorka M. (2026) Noise Immunity of Communication and Broadcasting Systems with Multi-Stage Different-Type Coding and Multi-Position Modulation. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 72–80. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-72-80> (in Russian).

Введение

Значительные успехи в технике высокоскоростной обработки больших объемов информации позволили приблизить показатели систем с помехоустойчивым кодированием к границе Шеннона по пропускной способности. Одним из приоритетных направлений в этой области стала технология турбокодирования, предусматривающая на стороне передачи параллельное соединение двух или более рекурсивных систематических сверточных кодов (Recursive Systematic Convolution, RSC) в сочетании с высокоразмерными перемежителями данных для снижения корреляции между соседними символами кодовых слов. На стороне приема используется два или более связанных между собой декодера, каждый из которых, базируясь на критерии максимальной апостериорной вероятности, уточняет результат предыдущего декодирования, что с ростом итераций уменьшает вероятность ошибки в бите декодируемых символов [1, 2]. Оптимальным для турбокодирования считается MAP (maximum a posteriori) – алгоритм, который вычисляет значение каждого бита и оценивает верность выполненных решений. Однако MAP-алгоритм требует больших вычислительных затрат на декодируемый бит информации. На практике часто применяют его версии – Log-MAP- и Max-Log-MAP-алгоритмы, которые проще и незначительно уступают в эффективности. Тем не менее они в несколько раз сложнее используемого в системах с кодами Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ) и со сверточными кодами (СК) алгоритма Витерби с мягким решением SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) [3].

В [1–3] показано, что турбокод, состоящий из двух RSC-кодов с конструктивными длинами $K = 5$, псевдослучайного перемежителя длиной 65 536 бит, двух Log-MAP-декодеров с 18 итерациями декодирования, обеспечивает в гауссовском канале отношение сигнал/шум (ОСШ) 0,7 дБ при вероятности ошибки $P_b = 10^{-5}$, что всего на 0,5 дБ больше порога Шеннона для кодовой скорости $R = 1/2$. По числу вычислительных операций при декодировании этот турбокод эквивалентен однокаскадному сверточному кодеру с конструктивной длиной $K = 15$ и декодированием по алгоритму SOVA [3]. Данный результат является основанием для изучения альтернативных по эффективности составных кодовых конструкций, предусматривающих последовательное соединение СК большой конструктивной длины ($K = 7–13$) с другими типами кодов. В отличие от турбокодов последовательное кодирование не требует применения высокоразмерных перемежителей, наличие которых приводит к существенной задержке сигналов, эффекту насыщения вероятности ошибки с ростом ОСШ и ограничению области их применения [3]. Для проведения исследований систем с составным кодированием и декодированием по алгоритму SOVA необходимы соответствующие методики и математические модели расчета.

Цель исследования – разработка аналитических моделей и методик расчета помехоустойчивости, энергетической и информационной эффективностей систем с многокаскадным последовательным кодированием на базе сверточных кодов с большой конструктивной длиной в сочетании с СК-, БЧХ-кодами и кодами Рида – Соломона (РС) в составном устройстве.

Аналитические модели расчета помехоустойчивости и эффективности систем с каскадным кодированием

Основываясь на соотношениях, полученных для систем с помехоустойчивым кодированием и многопозиционной модуляцией [4], величина ОСШ, при которой обеспечивается требуемая вероятность ошибки P_{bj} на выходе составной конструкции, определяется из соотношений:

$$h_j = 10 \lg \left[\frac{2,3}{\mu_{pj}} \left(D_{pj} - \lg \sqrt{2,3(D_{pj} - V_{pj})/\mu_{pj}} \right) \right]; \quad (1)$$

$$D_{pj} = -\lg P_{bj} + \lg(\chi_{pj} \sqrt{\mu_{pj}}), \quad V_{pj} = \lg \sqrt{2,3(D_{pj}/\mu_{pj})}, \quad \chi_{pj} = \frac{C_f}{q_f R_{pj} \sqrt{\pi}}, \quad (2)$$

где $h_j = \lg(E_0/N_0)$ – значение ОСШ, определяемое отношением средней энергии сигнала E_0 , приходящейся на бит информации, к спектральной плотности мощности шума N_0 ; μ_{pj} – результирующая эффективность составного декодирования, определяемая по формуле:

$$\mu_{pj} = \prod_{i=1}^j \mu_{ij} = \mu_{1j} \mu_{2j} \dots \mu_{jj}, \quad (3)$$

μ_{ij} – эффективность i -й ступени декодирования; C_f , q_f – значения, зависящие от вида и порядка модуляции [4]; R_{pj} – результирующая кодовая скорость составного декодирования:

$$R_{pj} = \prod_{i=1}^j R_{ij} = R_{1j} R_{2j} \dots R_{jj} = (R_1 R_2 \dots R_j)(R_2 R_3 \dots R_j) \dots R_j, \quad (4)$$

R_{ij} – кодовая скорость i -й ступени декодирования; $R_i = k_i/n_i$ – кодовая скорость i -го каскада кодирования, номер которого отсчитывается от выходного каскада блока кодирования к источнику сигнала; k_i , n_i – число символов на входе и выходе i -го каскада кодирования соответственно; i, j – номер и число ступеней декодирования.

Структура кодовой конструкции может содержать как одинаковые, так и разнотипные коды. Для одинаковых типов кодов в составном устройстве результирующая эффективность декодирования (3) представляется в виде:

$$\mu_{pj}^{\text{СК}} = (q_f R_{1j}^{\text{СК}} d_{1j}^{\text{СК}} \beta_{1j}^{\text{СК}}) (R_{2j}^{\text{СК}} d_{2j}^{\text{СК}} \beta_{2j}^{\text{СК}}) \dots (R_{jj}^{\text{СК}} d_{jj}^{\text{СК}} \beta_{jj}^{\text{СК}}); \quad (5)$$

$$\mu_{pj}^{\text{БЧХ}} = (q_f R_{1j}^{\text{БЧХ}} d_{1j}^{\text{БЧХ}} \beta_{1j}^{\text{БЧХ}}) (R_{2j}^{\text{БЧХ}} d_{2j}^{\text{БЧХ}} \beta_{2j}^{\text{БЧХ}}) \dots (R_{jj}^{\text{БЧХ}} d_{jj}^{\text{БЧХ}} \beta_{jj}^{\text{БЧХ}}); \quad (6)$$

$$\mu_{pj}^{\text{РС}} = (q_f R_{1j}^{\text{РС}} (t_{1j}^{\text{РС}} + 1) \beta_{1j}^{\text{РС}}) (R_{2j}^{\text{РС}} (t_{2j}^{\text{РС}} + 1) \beta_{2j}^{\text{РС}}) \dots (R_{jj}^{\text{РС}} (t_{jj}^{\text{РС}} + 1) \beta_{jj}^{\text{РС}}), \quad (7)$$

где β_{ij} – множитель, снижающий эффективность i -й ступени декодирования в зависимости от параметров и вероятности ошибки P_{bj} на ее выходе; t_i – количество исправленных символов декодером РС; d_i – свободное расстояние кода.

При использовании в кодовой конструкции разнотипных кодов значение μ_{pj} определяется произведением μ_{ij} отдельных ступеней декодирования соответствующих кодов.

Величина множителя $\beta_{ij}^{\text{СК}}$ для сверточного декодирования с мягким решением по алгоритму SOVA определяется из соотношений:

$$\beta_{ij}^{\text{СК}} = \frac{1}{\left(\left(1 + \frac{\lg(R_{ij}^{\text{СК}} d_i^{\text{СК}})}{-\lg P_{bi}} \right) \left(1 + \frac{\exp(\lg P_{bi})}{1 - R_{ij}^{\text{СК}}} - \exp(F) \right) \right)}; \quad (8)$$

$$F = \lg(P_{bi}) R_{ij}^{\text{СК}} \lg(R_{ij}^{\text{СК}} d_i^{\text{СК}}) (K_i - \lg(R_{ij}^{\text{СК}} d_i^{\text{СК}})), \quad (9)$$

где K_i – конструктивная длина СК i -й ступени декодирования.

Согласно (8), (9), множитель $\beta_{ij}^{\text{СК}}$ зависит только от параметров кода и величины P_{bj} на выходе i -й ступени декодирования. Он изменяется от единицы при квазибезошибочном приеме до значе-

ний, близких к нулю, при грубых ошибках. Снижение $\beta_{ij}^{СК}$ с ростом ошибок уменьшает эффективность декодирования μ_{pi} и увеличивает ОСШ. При $P_{bj} \leq 10^{-5}$ и $K_i \geq 7$ слагаемое $\exp(F) \rightarrow 0$, и расчет по (8) упрощается.

В табл. 1 приведены значения $d_i^{СК}$ для оптимальных образующих полиномов СК в зависимости от кодовой скорости R_i и конструктивной длины кода K_i .

Таблица 1. Значения кодового расстояния при заданных R_i и K_i
Table 1. Code distance values for given R_i and K_i

Кодовая скорость R_i	Кодовое расстояние для конструктивной длины кода K_i						
	3	5	7	9	11	13	15
1/2	5	8	10	12	14	16	18
3/4	—	4	5	6	7	8	9
7/8	—	—	3	4	5	6	7

Величина множителя $\beta_{ij}^{БЧХ}$ в системе с БЧХ-кодированием по алгоритму SOVA определяется следующим образом:

$$\beta_{ij}^{БЧХ} = \frac{1}{\left(1 + \frac{\lg(R_{ij}^{БЧХ} d_i^{БЧХ})}{-\lg P_{bi}}\right) \left(1 + Z \left(\frac{\lg(R_{ij}^{БЧХ} d_i^{БЧХ})}{-\lg P_{bi}} + (1 + R_{ij}^{БЧХ}) \lg(R_{ij}^{БЧХ} d_i^{БЧХ}) \exp(\lg P_{bi})\right)\right)}; \quad (10)$$

$$Z = (1 + R_{ij}^{БЧХ}) \lg \left[\left(R_{ij}^{БЧХ} (2R_{ij}^{БЧХ} + \lg(R_{ij}^{БЧХ} d_i^{БЧХ})) R_{ij}^{БЧХ} d_i^{БЧХ} \right) / (1 - R_{ij}^{БЧХ}) \right]. \quad (11)$$

Согласно (10), (11), величина $\beta_{ij}^{БЧХ}$, подобно $\beta_{ij}^{СК}$, изменяется в зависимости от параметров и значения P_{bj} в пределах $0 \leq \beta_{ij} \leq 1$, вызывая заметное снижение эффективности μ_{ij} при $\beta_{ij}^{БЧХ} \rightarrow 0$. Для получивших признание расширенных БЧХ-кодов значения $d_i^{БЧХ}$ определяются из таблиц [5] или вычисляются на основании формулы

$$d_i^{БЧХ} = \left\lfloor 2(t_i^{БЧХ} + 1) \right\rfloor, \quad t_i^{БЧХ} \geq \frac{n_i^{БЧХ} - k_i^{БЧХ}}{p}, \quad n_i^{БЧХ} = 2^p, \quad (12)$$

где $t_i^{БЧХ}$ – количество исправляемых ошибок; $n_i^{БЧХ}$, $k_i^{БЧХ}$ – общее и информационное число символов в кодовом слове; p – целое число; $\lfloor x \rfloor$ – целая часть числа x .

Если в кодовой конструкции используется кодирование на базе кодов РС с жестким решением о символе, то:

$$\beta_{ij}^{РС} = \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \lg(R_{ij}^{РС} d_i^{РС})}{-\lg P_{bi}}\right) \left(1 + \frac{t_i^{РС} \xi_i}{4(-\lg P_{bi})} - t_i^{РС} \lg(R_{ij}^{РС} d_i^{РС}) \exp(\lg P_{bi})\right)}; \quad (13)$$

$$\xi_i = (1 + R_{ij}^{РС}) \lg \left[R_{ij}^{РС} \frac{1 + \lg(R_{ij}^{РС} d_i^{РС})}{(1 + R_{ij}^{РС})(1 - R_{ij}^{РС})} \right], \quad (14)$$

где $d_i^{РС}$ – минимальное кодовое расстояние, определяемое как:

$$d_i^{РС} = 2t_i^{РС} + 1, \quad t_i^{РС} = \text{int} \left[\frac{n_i^{РС} - k_i^{РС}}{2} \right], \quad n_i^{РС} = 2^{l_i} - 1, \quad k_i^{РС} = n_i^{РС} - d_i^{РС} + 1, \quad (15)$$

l_i – число бит в символе; $n_i^{РС}$, $k_i^{РС}$ – общее и информационное число символов в кодовом слове.

Из анализа поведения множителя β_{ij} для кодов СК, БЧХ и РС следует, что его величина при равных для кодов значениях $R_{ij} d_i$ больше для сверточных кодов. Поэтому в кодовых конструкциях предпочтительно в первой ступени декодирования использовать СК, который обеспечивает лучшее исправление грубых ошибок.

В системах с последовательным составным кодированием расчет ОСШ по (1) и (2), при котором обеспечивается требуемое значение P_{bj} на выходе устройства, сопряжен с необходимостью знания P_{bi} на выходах отдельных ступеней декодирования для определения соответственно β_{ij} и μ_{ij} . Расчет P_{bj} выполняется поэтапно от последней j -й ступени декодирования в направлении первой, согласно следующей формуле:

$$-\lg(P_{b(j-1)}) = \frac{-\lg(P_{bj}) + \lg\left[\chi_{pj}\mu_{pj}/\sqrt{2,3(D_{pj}-V_{pj})}\right]}{\mu_{pj}/\mu_{p(j-1)}} - \lg\left[\frac{\chi_{p(j-1)}\mu_{p(j-1)}}{\sqrt{2,3(D_{p(j-1)}-V_{p(j-1)})}}\right]. \quad (16)$$

Выражение (16) является неявным и решается на каждом этапе определения P_{bi} , β_{ij} и μ_{ij} методом последовательных приближений, где в качестве первого приближения используется соотношение

$$\tilde{-\lg P_{b(j-1)}} = \frac{-\lg(P_{bj}) - \lg(\chi_{p(j-1)})}{\mu_{pj}/\mu_{p(j-1)}}. \quad (17)$$

Аналитическое представление ОСШ в функции P_{bj} (1) и (2) позволяет получить общую расчетную формулу энергетического выигрыша от использования составного кодирования (ЭВК) по сравнению с ОСШ приемного устройства h_0 без кодирования при обеспечении равных для них вероятностей ошибок

$$\Delta G_j = h_0 - h_j \cong 10 \lg \left[\frac{\mu_{pj}}{q_f} \left(1 - \frac{\lg[\mu_{pj}/(q_f R_{pj})]}{-\lg P_{bj} + \lg[C_f \mu_{pj}/(q_f R_{pj} \sqrt{2,3\pi})]} \right) \right], \quad (18)$$

где h_0 – значение ОСШ, рассчитываемое по (1) и (2) при $\mu_{pj} = q_f$ и $R_{pj} = 1$.

Из (18) следует, что величина выигрыша определяется в основном результирующей эффективностью μ_{pj} и изменяется от максимального значения $10 \lg(\mu_{pj}/q_f)$ при $P_{bj} \rightarrow 0$ до отрицательных значений в области грубых ошибок при условии

$$-\lg P_{bj} \leq \lg[\mu_{pj}/(q_f R_{pj})]/(1 - q_f/\mu_{pj}) - \lg[C_f \mu_{pj}/(q_f R_{pj} \sqrt{2,3\pi})]. \quad (19)$$

Основываясь на (1) и (2), представим аналитическое соотношение для определения и анализа информационной эффективности системы, которое учитывает ее энергетические и спектральные показатели и характеризуется отношением скорости передачи данных B_0 по каналу связи к его пропускной способности C , определяемой критерием Шеннона:

$$\eta_{\text{инф}j} = \frac{B_0}{C} = \frac{0,3mR_{1j}}{\lg[1 + mR_{1j}10^{0,1h_j}]} \cong \frac{0,3mR_{1j}}{\lg\left[1 + \frac{2,3mR_{1j}}{\mu_{pj}} \left(-\lg P_{bj} + \lg\left(\frac{C_f \mu_{pj}}{q_f R_{pj} \sqrt{2,3\pi}}\right) \right) \right]}, \quad (20)$$

где mR_{1j} – удельная скорость передачи данных; $m = \log_2 M$ – кратность M -позиционной модуляции.

Согласно (20), величина $\eta_{\text{инф}j}$ приближается к единице с увеличением удельной скорости mR_{1j} , результирующей эффективности μ_{pj} составной конструкции и уровня ошибки P_{bj} на ее выходе.

Если в процессе исследований помехоустойчивости системы необходимо проследить изменение величины h_{jM} с ростом порядка модуляции M , то достаточно при рассчитанном значении h_{jF} для F -позиционной модуляции использовать пересчетную формулу [6]

$$h_{jM} = h_{jF} + 10 \lg \left[\frac{q_{jF}}{q_{jM}} \left(1 - \frac{\lg(C_{jF}/C_{jM})}{-\lg P_{bj} + \lg[C_{jF} \mu_{pj}/(R_{pj} q_{jF} \sqrt{2,3\pi})]} \right) \right], \quad (21)$$

где q_{fF} , C_{fF} , q_{fM} , C_{fM} – значения, принадлежащие F - и M -порядкам модуляции [4], которые снижаются с ростом M и при КАМ- M с M , равным 4, 16, 64 и 256, составляют для $q_f = 1; 0,4; 1/7$ и $0,047$, для $C_f = 0,5; 0,375; 0,292$ и $0,234$.

Из (21) видно, что для $M > F$ с ростом M значение h_{jM} увеличивается вместе с ростом отношения q_{fF}/q_{fM} и при умеренных ошибках практически не зависит от P_{bj} . При грубых ошибках ($P_{bj} \geq 10^{-2}$) h_{jM} незначительно снижается. Выражение (21) справедливо также для систем без кодирования при условии $\mu_{pj} = q_{fF}$ и $R_{pj} = 1$.

Методика расчета составного кодирования

1. Однокаскадное кодирование и декодирование

1.1. По заданной вероятности ошибки P_{b1} на выходе устройства, принятого формата модуляции, параметров и типа кода (СК, БЧХ, РС) по (8)–(15) (при $i = j = 1$) определяется множитель β_{11} и по (5)–(7) – эффективность $\mu_{p1} = \mu_{11}$ первой ступени декодирования.

1.2. По (1), (2) определяется значение ОСШ h_1 , при котором реализуется P_{b1} .

1.3. По (18) рассчитывается ЭВК ΔG_1 и по (20) информационная эффективность $\eta_{\text{инф}1}$.

1.4. По (21) определяется ОСШ h_{1M} для других M -позиционных видов модуляции.

Пример. В системе с однокаскадным кодированием приняты сверточный код ($R_1 = 1/2$, $d_1 = 16$, $K_1 = 13$), модуляция КАМ-4 ($q_f = 1$, $C_f = 0,5$), вероятность ошибки $P_{b1} = 10^{-6}$. В результате расчета: $\beta_1 = 0,865$; $\mu_1 = 6,919$; $D_1 = 6,171$; $h_{1F} = 3,01$ дБ; $\Delta G_1 = 7,54$ дБ; $\eta_{\text{инф}1} = 0,605$ и $h_{1M} = 11,3$ дБ в случае использования КАМ-64 ($q_f = 1/7$, $C_f = 0,292$).

2. Двухкаскадное кодирование и декодирование

2.1. Для заданного состава кодовой конструкции, формата модуляции и требуемой вероятности ошибки P_{b2} на ее выходе по (8)–(15) определяется множитель β_{22} и по (5)–(7) – эффективность μ_{22} второй ступени декодирования.

2.2. По соотношениям (17), (8)–(15), (5) определяются соответственно примерные значения $-\lg P_{b1}$, множителя $\tilde{\beta}_{12}$ и эффективности $\tilde{\mu}_{12}$ первой ступени декодирования, а по (3) – результирующая эффективность $\tilde{\mu}_{p2} = \tilde{\mu}_{12}\mu_{22}$ двухступенчатого декодирования;

2.3. Используя (16) и п. 2.2, уточняются значения $-\lg P_{b1}$, β_{12} , μ_{12} и μ_{p2} .

2.4. По (1) и (2) определяется ОСШ двухкаскадной составной конструкции. Эту же величину можно получить при подстановке в (1) и (2) рассчитанных значений μ_{12} , χ_{p1} , $-\lg P_{b1}$, D_{p1} для первой ступени декодирования.

2.5. По (18) и (20) определяются энергетический выигрыш ΔG_2 и информационная эффективность $\eta_{\text{инф}2}$ системы с двухкаскадным кодированием.

2.6. По (21) и рассчитанному значению h_{2F} для системы с F -позиционной модуляцией определяется h_{2M} с M -позиционной модуляцией.

Пример. Кодовая конструкция состоит из внешнего расширенного кода БЧХ (128, 113, $d_2 = 6$) с $R_2 = 0,883$ и внутреннего СК с $R_1 = 1/2$, $K_1 = 13$, $d_1 = 16$. Модуляция КАМ-4, вероятность ошибки на выходе $P_{b2} = 10^{-6}$. В результате расчета: $R_{12} = 0,441$; $R_{p2} = 0,39$; $\mu_{22} = 3,223$; $\chi_{p1} = 0,639$; $\chi_{p2} = 0,724$; $-\lg P_{b1} = 1,913$; $\mu_{12} = 3,868$; $\mu_{p2} = 12,468$; $h_2 = 0,702$ дБ; $\Delta G_2 = 9,84$ дБ; $\eta_{\text{инф}2} = 0,82$ и $h_{2M} = 9,0$ дБ в случае КАМ-64. Полученное значение $h_2 = 0,702$ дБ для $P_{b2} = 10^{-6}$ сопоставимо с ОСШ турбокода, обсуждаемого во введении. По сравнению с однокаскадной конструкцией ($h_1 = 3,01$ дБ) выигрыш, обеспечиваемый БЧХ-кодом в двухкаскадной схеме, составляет 2,31 дБ. Если в примере поменять местами коды, то результаты расчета ухудшатся, и h_2 составит 1,86 дБ. Этот факт подтверждает необходимость размещения кода с наибольшей эффективностью в первой ступени декодирования.

3. Трехкаскадное кодирование и декодирование

3.1. Для заданного состава трехкаскадной кодовой конструкции, формата модуляции и требуемой вероятности ошибки P_{b3} на ее выходе по (8)–(15) определяется множитель β_{33} и по (5)–(7) – эффективность μ_{33} третьей ступени декодирования.

3.2. По методике п. 2.2 определяются примерные значения $-\lg P_{b2}$, $\tilde{\beta}_{23}$, $\tilde{\mu}_{23}$ второй и $-\lg P_{b1}$, $\tilde{\beta}_{13}$, $\tilde{\mu}_{13}$ первой ступеней декодирования, а также результирующие эффективности $\tilde{\mu}_{p2} = \tilde{\mu}_{13}\tilde{\mu}_{23}$, $\tilde{\mu}_{p3} = \tilde{\mu}_{13}\tilde{\mu}_{23}\mu_{33}$ двух- и трехступенчатого декодирования.

3.3. На основании данных п. 3.2 и (16) уточняются полученные выше значения. По (1) и (2) определяется ОСШ h_3 , по (18) – ЭВК ΔG_3 и по (20) – информационная эффективность $\eta_{\text{инф}3}$.

Пример. Трехкаскадная конструкция включает СК ($R_1 = 1/2$, $K_1 = 13$, $d_1 = 16$), БЧХ (128, 113, $d_2 = 6$), БЧХ (1024, 1003, $d_3 = 6$). Модуляция КАМ-4, вероятность ошибки на выходе третьей ступени декодирования $P_{b3} = 10^{-6}$. В результате расчета: $R_{13} = R_{p1} = 0,433$; $R_{23} = 0,865$; $R_{33} = 0,98$; $R_{p2} = 0,374$; $R_{p3} = 0,366$; $\chi_{p1} = 0,653$; $\chi_{p2} = 0,755$; $\chi_{p3} = 0,771$; $\mu_{33} = 2,971$; $-\lg P_{b2} = 1,988$; $\mu_{23} = 1,302$; $-\lg P_{b1} = 1,607$; $\mu_{13} = \mu_{p1} = 3,362$; $\mu_{p2} = 4,377$; $\mu_{p3} = 13,0$; $h_3 = 0,548$ дБ; $\Delta G_3 = 9,99$ дБ; $\eta_{\text{инф}3} = 0,874$. Применение трех ступеней кодирования и декодирования позволило обеспечить ОСШ $h_3 = 0,548$ дБ и выигрыш по сравнению с двухкаскадным устройством ($h_2 = 0,702$ дБ) в 0,154 дБ, что составляет 22 %. Причина сокращения выигрыша в ОСШ с усложнением кодовой конструкции обусловлена уменьшением значений результирующей кодовой скорости R_{pj} и эффективности декодирования μ_{pj} по мере добавления числа каскадов.

Результаты исследований и их обсуждение

На рис. 1, а представлены рассчитанные по приведенным соотношениям характеристики помехоустойчивости систем с модуляцией КАМ-4 и однокаскадным (линии 2–8) и двухкаскадным (линии 9–12) кодированием. Используются зависимости (2)–(4) для кодов РС (255, 239, $d_1 = 17$), СК ($R = 7/8$, $K = 9$, $d_1 = 4$) и БЧХ (128, 113, $d_1 = 6$), применяемые в составных конструкциях. Линия 1 соответствует режиму без кодирования. Из этих зависимостей следует, что в области грубых ошибок ($P_{b1} \geq 10^{-2}$) лучшей исправляющей способностью обладает СК, который рекомендуется для применения в первой ступени декодирования.

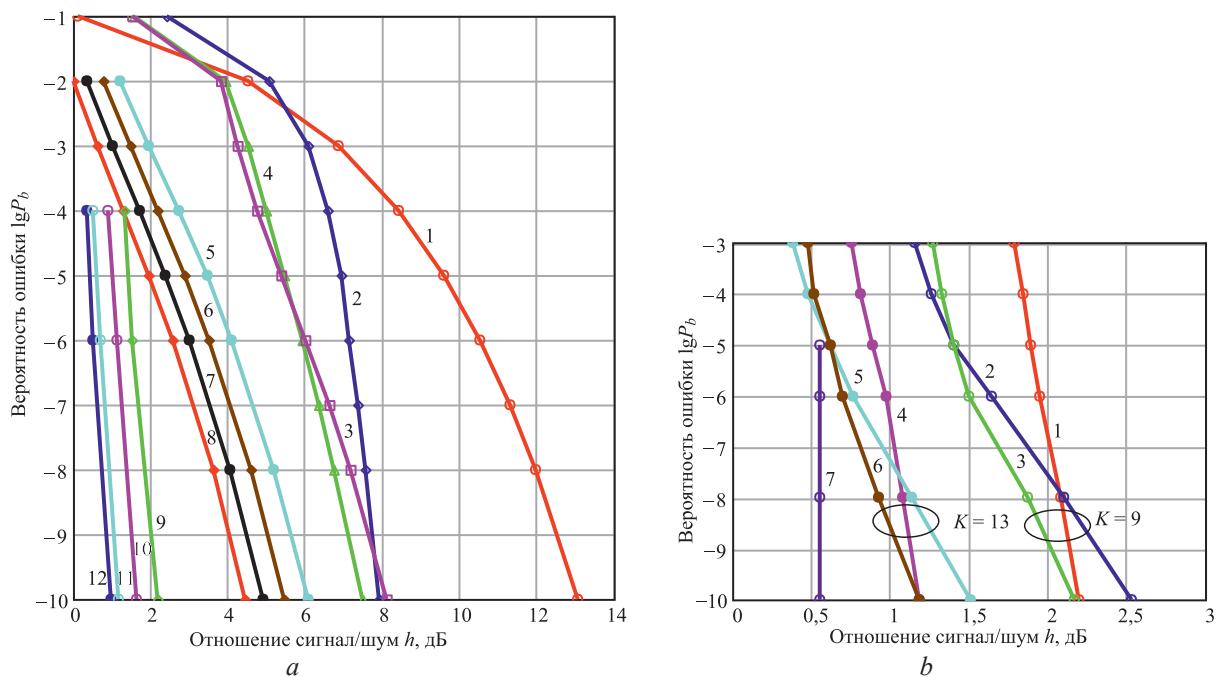


Рис. 1. Характеристики помехоустойчивости: а – одно- (линии 2–8) и двухкаскадное (линии 9–12) кодирование; б – двух- (линии 1–6) и трехкаскадное (линия 7) кодирование
Fig. 1. Noise immunity characteristics: а – one-stage (lines 2–8) and two-stage (lines 9–12) coding; б – two-stage (lines 1–6) and three-stage (line 7) coding

Код РС целесообразно использовать во внешних ступенях последовательного кодирования для обеспечения низких ОСШ в области незначительных ошибок. Зависимости (5)–(8) принадлежат однокаскадным СК с большой конструктивной длиной K , равной 9, 11, 13 и 15, и $R_1 = 1/2$, для которых увеличение K на две единицы уменьшает ОСШ примерно на 0,5 дБ. Переход к двухкаскадному кодированию (линии 9–12) с внутренним СК для $R_1 = 1/2$, с длиной K , равной 9, 11, 13 и 15, и внешним БЧХ-кодом (128, 113, $d_2 = 6$) позволяет при $P_{b2} = 10^{-6}$ и $P_{b2} = 10^{-10}$ снизить ОСШ по сравнению с зависимостями (5)–(8) на 2,05–2,60 и 3,5–3,9 дБ соответственно. Для умеренных ошибок значения ОСШ сравнимы с ОСШ турбокодов и в отличие от них свободны от эффекта насыщения вероятности ошибки $P_b \leq 10^{-6}$ с ростом ОСШ.

На рис. 1, b показано поведение характеристик двухкаскадного кодирования (линии 1–6) с использованием СК во внутренней ступени при $K = 9$ и $K = 13$ в сочетании с БЧХ (128, 113, $d_2 = 6$), СК ($R_2 = 7/8$, $K_2 = 9$, $d_2 = 4$) и РС (255, 239, $d_2 = 17$) во внешней ступени. Видно, что для кода с $K = 13$ значения ОСШ при $P_{b2} = 10^{-6}$ находятся в диапазоне 0,70–0,95 дБ. Эти показатели могут быть улучшены при использовании трехкаскадного кодирования (линия 7) по схеме СК ($(K = 13$, $R_1 = 1/2$, $d_1 = 16)$ + БЧХ (128, 113, $d_2 = 6$) + БЧХ (1024, 1003, $d_3 = 6)$), обеспечив высокую крутизну характеристики и низкие значения ОСШ ($h_3 = 0,55$ дБ) в широком диапазоне вероятностей ошибок P_{b3} .

Заключение

1. Представлены расчетные соотношения для проведения исследований энергетических и информационных характеристик систем с многопозиционной модуляцией и составным последовательным кодированием на базе сверточных и кодов Боуза – Чоудхури – Хоквингема с мягким декодированием и недвоичных кодов Рида – Соломона с жестким решением о символе.

2. Аналитические модели имеют прямую зависимость отношения сигнал/шум от достоверности приема, предусматривают расчет характеристик систем при больших конструктивных длинах сверточных кодов, не требуют знания весовых коэффициентов спектра кодов и не предполагают использования сложных вычислительных процедур.

3. Приведены методики и примеры расчета характеристик систем с одно-, двух- и трехкаскадным кодированием и декодированием по заданным параметрам кодов и требуемой вероятности ошибки на выходе устройств.

4. Показано, что двухкаскадная кодовая конструкция, предусматривающая во внутренней ступени сверточные коды ($R_1 = 1/2$ и $K_1 = 13$), а во внешней – коды Боуза – Чоудхури – Хоквингема (128, 113, $d_2 = 6$), сверточные коды ($R = 7/8$, $K = 9$, $d_2 = 4$) или Рида – Соломона (255, 239, $d_2 = 17$), обеспечивает при $P_{b2} = 10^{-6}$ значения отношения сигнал/шум 0,70, 0,76 и 0,97 дБ соответственно. Эти значения сопоставимы с показателями турбокодов и могут быть улучшены применением во внешней ступени более длинных расширенных кодов Боуза – Чоудхури – Хоквингема. С переходом к трехкаскадным схемам значение отношения сигнал/шум уменьшается, что важно при организации квазибезошибочного приема. Однако выигрыш от введения нового каскада сокращается.

Список литературы

1. Berrou, C. Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes / C. Berrou, A. Glavieux // IEEE Transactions on Communications. 1996. Vol. 44, Iss. 10. P. 1261–1271.
2. Золотарев, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. М.: Горячая Линия – Телеком, 2004.
3. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / А. М. Шлома [и др.]. М.: Горячая линия – Телеком, 2008.
4. Липкович, Э. Б. Методика расчета эффективности систем связи с многопозиционными видами модуляции и многокаскадным составным кодированием / Э. Б. Липкович, В. В. Рабцевич // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-45-52>.
5. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. М.: Техносфера, 2005.
6. Липкович, Э. Б. Методика расчета энергетической эффективности систем связи и вещания с помехоустойчивым блочным кодированием и многопозиционной модуляцией / Э. Б. Липкович, Н. И. Беленкевич, М. И. Зорько // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 5. С. 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-5-45-52>.

Поступила в редакцию 01.06.2026

Принята в печать 30.06.2026

References

1. Berrou C., Glavieux A. (1996) Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding. *IEEE Transactions on Communications*. 44 (10), 1261–1271.
2. Zolotarev V. V., Ovechkin G. V. (2004) *Noisy-Correcting Coding. Methods and Algorithms*. Moscow, Hotline – Telecom Publ. (in Russian).

3. Shloma A. M., Bakulin M. G., Kreindelin V. B., Shumov A. P. (2008) *New Algorithms for Signal Generation and Processing in Mobile Communication Systems*. Moscow, Hotline – Telecom Publ. (in Russian).
4. Lipkovich E. B., Rabtsevich V. V. (2023) A Method for Calculating of the Efficiency of Communication Systems with Multiple Modulation Types and Multi-Stage Composite Coding. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-45-52> (in Russian).
5. Morelos-Zaragoza R. (2005) *The Art of Error Correcting Coding. Methods, Algorithms, Application*. Moscow, Technosphere Publ. (in Russian).
6. Lipkovich E. B., Belenkevich N. I., Zorka M. I. (2025) Methodology for Calculation the Energy Efficiency of Communication and Broadcasting Systems with Noise-Immune Block Coding and Multi-Position Modulation. *Doklady BGUIR*. 23 (5), 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-5-45-52> (in Russian).

Received: 1 June 2026

Accepted: 30 June 2026

Вклад авторов

Липкович Э. Б. разработал методику и порядок расчета систем с последовательным составным кодированием.

Беленкевич Н. И. осуществила моделирование характеристик систем.

Зорько М. И. выполнил расчеты и дал оценку результатам исследований.

Authors' contribution

Lipkovich E. developed a methodology and procedure for calculating systems with sequential composite coding.

Belenkevich N. performed modeling of system characteristics.

Zorko M. performed calculations and evaluated the research results.

Сведения об авторах

Липкович Э. Б., доц., доц. каф. инфокоммуникационных технологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Беленкевич Н. И., канд. техн. наук, доц. каф. инфокоммуникационных технологий, БГУИР

Зорько М. И., ассист. каф. инфокоммуникационных технологий, БГУИР

Information about the authors

Lipkovich E., Associate Professor, Associate Professor of the Department of Infocommunication Technologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Belenkevich N., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor of the Department of Infocommunication Technologies, BSUIR

Zorka M., Assistant at the Department of Infocommunication Technologies, BSUIR

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: + 375 17 293-88-19
Email: belenkevich@bsuir.by
Беленкевич Наталья Ивановна

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-88-19
Email: belenkevich@bsuir.by
Belenkevich Natalia



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-81-88>

УДК 004.032.26

ВЫБОР АРХИТЕКТУРЫ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В ЗАДАЧЕ КЛАССИФИКАЦИИ

В. В. МАЦКЕВИЧ

Белорусский государственный университет (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Нейросетевая обработка данных большой размерности требует значительных вычислительных ресурсов. Неверный выбор архитектуры нейронной сети или преобразования данных может привести к существенным потерям времени и ресурсов на повторное обучение сети. В статье предлагается алгоритм выбора архитектуры сжимающих слоев глубокой доверительной сети и преобразования данных на основе анализа многомерной матрицы несоответствий. Введенный обобщенный коэффициент перекоса описывает равномерность распределения объектов между классами нейронной сети и позволяет численно оценить эффективность архитектуры сжимающих слоев сети и преобразования данных. На примере прикладной задачи показано, что предложенный алгоритм повышает качество ее решения более чем на 10 % путем выбора наиболее эффективной архитектуры нейросети.

Ключевые слова: входные данные, нейронные сети, обучение, архитектура, преобразование данных, многомерная матрица несоответствий, обобщенный коэффициент перекоса.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мацкевич, В. В. Выбор архитектуры нейронной сети в задаче классификации / В. В. Мацкевич // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 81–88. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-81-88>.

NEURAL NETWORK ARCHITECTURE SELECTION IN CLASSIFICATION PROBLEM

VADIM MATSKEVICH

Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. Neural network processing of high-dimensional data requires significant computing resources. An incorrect choice of neural network architecture or data transformation can lead to significant losses of time and resources in network retraining. This article proposes an algorithm for selecting the architecture of compressive layers for a deep belief network and data transformation based on the analysis of a multi-label confusion matrix. The introduced generalized skewness coefficient describes the uniformity of the distribution of objects between neural network classes and allows for a numerical evaluation of the effectiveness of the network's compressive layer architecture and data transformation. Using an applied problem as an example, it is demonstrated that the proposed algorithm improves the quality of its solution by more than 10 % by selecting the most effective neural network architecture.

Keywords: input data, neural networks, training, architecture, data transformation, multi-label confusion matrix, generalized skewness coefficient.

Conflict of interests. The author declares that there is no conflict of interests.

For citation. Matskevich V. (2026) Neural Network Architecture Selection in Classification Problem. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 81–88. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-81-88> (in Russian).

Введение

Существует множество различных методов преобразования входных данных для нейросетевой обработки: евклидова нормировка, деление на наибольшее значение по модулю, вычитание медианного значения, вычитание среднего значения и т. п. Однако разные преобразования демонстрируют различную эффективность для всевозможных архитектур и решаемых прикладных задач. Более того, для обработки данных большой размерности применяются сжимающие слои глубокой нейронной сети различной архитектуры. Полный перебор всех возможных способов преобразования входных данных с последующим обучением классификатора для проверки эффективности – невыполнимая задача, так как обучение требует огромного объема вычислений.

В статье предлагается алгоритм оценки эффективности на основе многомерной матрицы несоответствий [1]. В отличие от исследований [2], данный алгоритм извлекает больший объем информации о функционировании нейронной сети и не требует ее обучения целиком для проверки эффективности. Кроме того, алгоритм может быть применен к любой архитектуре нейронной сети и решаемой прикладной задаче, что делает его полезным при использовании нейросетевой обработки данных.

Анализ проблемы

Для обработки данных большой размерности существует множество различных глубоких нейронных сетей. Однако все они разделяются на две большие части: сжимающие слои – отвечающие за преобразование входных данных до нужной размерности, очистку от шумов и т. д., и классификатор – многослойный персептрон, который определяет класс входных данных.

Выбор архитектуры сжимающих слоев – трудная задача. Слишком высокая степень сжатия приводит к слишком большим потерям данных и делает последующую классификацию невозможной. Очень низкая степень сжатия порождает входные образы большой размерности, что существенно усложняет задачу классификации, требуя большего объема данных и размера классификатора.

Проверить эффективность сжимающих слоев без обучения классификатора практически невозможно. Ввиду этого, неверно выбранная архитектура сжимающих слоев приводит к необходимости повторного обучения всей глубокой нейронной сети с другой архитектурой, что требует большого количества времени и вычислительных ресурсов.

В настоящее время проводится ряд исследований по архитектурам нейронных сетей, нацеленных на сжатие данных для последующей классификации [3–7]. В [3, 4, 7] предлагается автоматизация выбора архитектуры сжимающих слоев для ускорения разработки нейронной сети. Однако в данных работах выбор архитектуры рассматривается как отдельная сложная оптимизационная задача. Таким образом, проблема выбора сжимающих слоев является актуальной. Правильный выбор сжимающих слоев сети позволяет существенно повысить точность классификации и сократить время разработки сети. Для этого в данной статье введено понятие коэффициента перекоса на основе многомерной матрицы несоответствий, позволяющего оценить эффективность сжимающих слоев без обучения классификатора.

Коэффициент перекоса

Рассмотрим решение задачи классификации с помощью нейронной сети. Для простоты изложения материала без потери общности будем считать, что нейронная сеть задается многослойным персептроном. Пусть в исходной задаче задано n классов входных данных. Классификацию будем производить стандартным образом: какой нейрон выходного слоя обладает наибольшим выходным значением, такому классу и принадлежит обрабатываемый объект.

Пусть задана квадратная матрица $n \times n$, где a_{ij} – количество раз, когда i -й класс выбран j -м нейроном выходного слоя. Элементы матрицы вычисляются по простому алгоритму из трех шагов.

Шаг 1. Элементы матрицы устанавливаются равными нулю.

Шаг 2. Запускается циклическая классификация объектов выборки, на которой вычисляется указанная матрица.

Шаг 2.1. Пусть некоторый r -й объект, принадлежащий классу i , был отнесен нейросетью в класс j . Тогда значение элемента матрицы a_{ij} увеличивается на единицу.

Шаг 3. После обработки всех объектов выборки цикл завершается, а значения элементов матрицы являются результатом вычислений.

Эта матрица также известна как многомерная матрица несоответствий [1] (или multi-label confusion matrix), применяемая для оценки качества конечного решения. Сумма элементов главной диагонали определяет количество правильных ответов сети, сумма всех остальных элементов матрицы – количество неверных классификаций. Матрица также показывает, для каких классов были допущены ошибки, сколько раз и какой нейрон сети был выбран ею для конкретного класса ошибочно.

Воспользуемся данными свойствами матрицы и покажем, что ее можно использовать для численной оценки эффективности нейронной сети. Сумма элементов одного столбца матрицы определяет количество «срабатываний» одного нейрона выходного слоя сети для различных входных данных. С учетом последнего факта построим алгоритм проверки эффективности преобразования входных данных для нейронных сетей. Для этого введем следующее определение.

Определение. Коэффициентом перекоса q многомерной матрицы несоответствий A называется величина, определяющая отношение наибольшей суммы элементов столбца матрицы к сумме всех элементов:

$$q = \frac{\max_{j=1, n} \sum_{i=1}^n a_{ij}}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij}}. \quad (1)$$

Величина q для задачи из n классов может варьироваться от $1/n$ до 1. Чем меньше значение q , тем, очевидно, лучше «сбалансированы» входные данные для нейронной сети. Значение $q = 1$ указывает на то, что нейронная сеть полностью «невосприимчива» к входным данным из различных классов. В [2] показано, что данный коэффициент позволяет оценить эффективность архитектуры классификатора. Однако для более точной численной оценки эффективности далее в статье приведен улучшенный вариант коэффициента перекоса.

Обобщенный коэффициент перекоса

Коэффициент перекоса в (1) оценивает соотношение наибольшего класса, созданного нейронной сетью, и размера выборки. Однако с помощью многомерной матрицы несоответствий можно построить более точный инструмент оценки разделения пространства входных данных.

Определение. Обобщенным коэффициентом перекоса u многомерной матрицы несоответствий A называется величина, заданная следующим выражением:

$$u = \sqrt{\sum_{j=1, n} \left(\frac{\sum_{i=1}^n a_{ij}}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij}} - \frac{1}{n} \right)^2}. \quad (2)$$

Физический смысл обобщенного коэффициента перекоса состоит в следующем. В классической задаче распознавания для каждого класса количество объектов одинаково. Введенный коэффициент вычисляет евклидово расстояние от «идеального» распределения объектов между классами. То есть сначала вычисляется квадрат отклонения от «нормы» по каждому из классов, формируя тем самым многомерный вектор из n координат, а затем – длина данного вектора.

Следует отметить, что обобщенный коэффициент u отличается от обычного q . Во-первых, введена нормировка, которая вычитает равномерное распределение объектов между классами (второе слагаемое в скобках), что является стандартом для задач классификации. Во-вторых, u извлекает гораздо больше информации из распределения классов, учитывая распределение по всем классам, а не по наибольшему.

Покажем, что коэффициент перекоса u является обобщением использованного в предыдущих исследованиях коэффициента q . Для этого сформулируем следующее утверждение.

Утверждение. В задаче классификации из n классов изменение значения коэффициента перекоса q гарантирует изменение обобщенного коэффициента перекоса u , при этом обратное не верно при $n > 2$.

Доказательство. Начнем доказательство со второй части утверждения. Пусть вычислены отношения сумм столбцов к общей сумме элементов многомерной матрицы несоответствий $(b_1, b_2, \dots, b_n)$, а некоторый столбец i определяет максимальное значение – коэффициент перекоса. Выполнив преобразования, заменим все соотношения столбцов, кроме i -го, следующим выражением:

$$b'_j = \frac{b_j}{\sum_{k=1, n, k \neq i} b_k}.$$

Вычислим обобщенный коэффициент перекоса для старых b_j и преобразованных b'_j значений. Если все значения после преобразования не изменились (т. е. были изначально равны между собой), то и величина u не изменилась. Однако, если хотя бы одно из значений до преобразования было не равно остальным, то преобразование производит «сглаживание», что, очевидно, уменьшает значение обобщенного коэффициента перекоса. При этом величина q остается неизменной, поскольку максимальный столбец после «сглаживания» не изменился. Что и требовалось доказать.

Теперь докажем основную часть утверждения, а именно, что изменение значения коэффициента перекоса всегда приводит к изменению величины обобщенного коэффициента перекоса. Для $n = 2$ утверждение очевидно, так как увеличение значения соотношения в одном столбце автоматически понижает значение во втором. Если увеличено значение для столбца с показателем больше, чем 0,5, то увеличиваются значения обоих коэффициентов перекоса, поскольку у другого столбца с показателем менее 0,5 значение становится еще меньше. Верно и в обратную сторону. Если величина коэффициента перекоса q уменьшается, то уменьшается и значение u , так как уменьшение показателя в столбце со значением более 0,5 увеличивает значения для столбца, у которого соотношение было меньше 0,5, что понижает отклонение от равномерного распределения.

Для $n > 2$ рассмотрим случай уменьшения коэффициента перекоса. Пусть заданы значения соотношений для столбцов $b_1, b_2, \dots, b_n$, и некоторый i -й столбец определяет величину коэффициента перекоса. Выполнили некоторое преобразование, в результате которого значение коэффициента перекоса уменьшилось. Пусть после преобразования j столбец определяет значение коэффициента перекоса. При этом, возможно, $i = j$. Среди допустимых преобразований рассмотрим такое, которое максимизирует значение обобщенного коэффициента перекоса. Если для него показать, что оно уменьшает величину u , то и для всех остальных допустимых преобразований значение коэффициента уменьшится.

Рассмотрим «жадную» стратегию увеличения обобщенного коэффициента перекоса. Уменьшение его величины означает, что максимальное значение для столбцов было уменьшено. При этом по условию задачи классификации данное уменьшение должно быть добавлено к остальным столбцам по двум правилам:

1) максимальное значение для столбцов должно быть меньше после прибавления по предположению;

2) для преобразованных значений b'_j , как и для исходных по определению, верно следующее соотношение:

$$\sum_{i=1, n} b_i = \sum_{i=1, n} b'_i = 1.$$

Пусть преобразование уменьшило значение коэффициента перекоса на величину δ . Тогда для максимизации значения обобщенного коэффициента перекоса необходимо добавить данную величину для столбца b_j с наибольшим для остальных столбцов значением. Если $(b_j + \delta) \leq (b_i - \delta)$, то все остальные столбцы не изменяются, а величина обобщенного коэффициента уменьшается, поскольку для отдельных его слагаемых (столбцов i, j) сумма значений уменьшилась (очевидно, что $\left(b_i - \frac{1}{n}\right)^2 + \left(b_j - \frac{1}{n}\right)^2 > \left(b_i - \delta - \frac{1}{n}\right)^2 + \left(b_j + \delta - \frac{1}{n}\right)^2$). Если же $(b_j + \delta) > (b_i - \delta)$, то для обеспечения уменьшения коэффициента перекоса необходимо вычислить $\delta' = (b_j + \delta) - (b_i - \delta)$, а затем добавить к столбцу b_j величину $\delta - \delta'$ и повторить «жадную» стратегию снова. При добавлении

к столбцу b_j величины $\delta - \delta'$ и отнимании от b_i этого значения уменьшается значение обобщенного коэффициента, и, следовательно, оно строго убывает. Что и требовалось показать.

Случай с увеличением значения коэффициента перекоса симметричен и не требует доказательства.

Таким образом, показано, что обобщенный коэффициент перекоса дает более точную оценку распределения объектов между классами по сравнению с простым коэффициентом. При этом объемом дополнительных вычислений, по сравнению с вычислением обычного коэффициента, можно пренебречь.

Алгоритм оценки эффективности архитектуры

При исследовании свойств коэффициента перекоса установлено, что он позволяет оценить эффективность архитектуры классификатора в зависимости от решаемой задачи. Эксперименты показали, что чем меньше значение коэффициента для классификатора, тем выше качество конечного решения можно получить в процессе обучения [2]. Воспользуемся данным фактом для проектирования алгоритма оценки эффективности сжимающих слоев. Для этого рассмотрим следующий набор этапов.

Этап 1. Обучение слоев. На данном шаге обучаются все сжимающие слои, из которых будет осуществляться выбор архитектуры.

Этап 2. Проектирование классификатора. Определяется архитектура многослойного персептрона: количество и размеры слоев, функции активации и алгоритм инициализации параметров. Размер входного слоя варьируется в зависимости от размерности входных данных после обработки сжимающими слоями.

Этап 3. Оценка эффективности слоев. Вычисляется усредненное значение обобщенного коэффициента перекоса для всех сравниваемых сжимающих слоев. Для этого данные пропускаются через все сравниваемые слои, а затем вычисляется коэффициент для многослойного персептрона после каждого сжатия.

Этап 4. Выбор оптимального сжатия. Выбираются сжимающие слои, обеспечивающие наименьшее среднее значение коэффициента.

Замечание. Обобщенный коэффициент перекоса обладает большой дисперсией, поэтому рекомендуется его вычислять по усреднению 1000 замеров.

Хотя предложенный алгоритм и требует обучения всех сравниваемых сжимающих слоев, он позволяет сократить время разработки сети, отбрасывая обучение персептрона для каждой архитектуры сети, заменяя ее на определение коэффициента перекоса, требующее гораздо меньшего объема вычислений. Алгоритм допускает модификацию для оценки эффективности преобразования данных без использования сжимающих слоев. Для этого достаточно убрать этап 1, а этап 3 заменить на оцениваемое преобразование данных.

Таким образом, предлагаемый алгоритм позволяет численно оценить качество преобразования входных данных, в том числе сжимающих слоев сети, без обучения классификатора, что существенно ускоряет перебор возможных архитектур и разработку сети. Для обоснования корректности такого алгоритма рассмотрим пространство входных данных. В задачах классификации предполагается, что содержится равное количество объектов всех классов, и мощности занимаемых ими подпространств равны.

Расчет обобщенного коэффициента перекоса показывает, насколько распределение объектов между классами, построенное нейронной сетью, «далеко» от предполагаемого равномерного. Если рассмотреть усредненное значение u , можно отметить, что он оценивает все возможные разделяющие поверхности, которые способна построить нейронная сеть рассматриваемой архитектуры. При 100%-ной классификации обобщенный коэффициент перекоса будет равен нулю, поскольку нейронная сеть точно воспроизводит равномерное распределение объектов между классами. Чем больше разделяющих поверхностей, близких к равномерному распределению объектов между классами, может построить нейронная сеть, тем меньше значение усредненного u и тем выше вероятность того, что обученная сеть будет иметь наибольшую возможную в условиях задачи обобщающую способность.

Таким образом, на основе проведенных исследований можно сделать вывод, что представленный алгоритм является эвристическим, поскольку доказана обратная корреляция обобщающей способности сети и значения обобщенного коэффициента перекоса.

Проведение экспериментов

В рамках экспериментов рассматривали прикладную задачу детектирования непогодных изменений поверхности Земли по результатам анализа спутниковых снимков [8]. Спутниковые снимки разбивали на блоки 20×20 пикселей и решали задачи независимо для каждого блока. С учетом масштаба снимков блоки указанного размера вмещали наименьший возможный объект исследования. Для простоты решали задачу с использованием простого многослойного персептрона. Поскольку по условию задачи непогодные изменения определялись на основе пары снимков одной и той же местности в разные моменты времени, на вход нейронной сети поступали два цветных изображения разрешением 20×20 пикселей. Следовательно, входной слой содержал 2400 нейронов, а выходной – всегда два с функцией активации softmax (один нейрон указывал на наличие непогодных изменений, второй – на их отсутствие). В скрытом слое располагалось 64 нейрона с биполярно-сигмоидной функцией активации.

Архитектура нейронной сети фиксировалась на время проведения экспериментов, так как для разных архитектур могли «подойти» различные преобразования входных данных. Веса нейронной сети инициализировались как реализации равномерно распределенных на отрезке $[-0,05, 0,05]$ случайных величин, смещения нейронов задавались нулем. Для обучения применялся метод отжига, приведенный в [9]. Для обучения использовался компьютер на ОС Arch Linux с видеокартой nvidia rtx 3070, процессором ryzen 7 7700 и 32 GB DDR5 оперативной памяти.

Вначале проводили сравнение алгоритмов преобразования входных данных. Обобщенный коэффициент перекоса вычислялся путем усреднения 1000 повторов. Для сравнения качества решения была выбрана относительная шкала. За единицу принимали наилучшее решение. Дополнительно добавляли столбец с вычислением коэффициента перекоса (табл. 1).

Таблица 1. Результаты преобразования входных данных
Table 1. Input data transformation results

Алгоритм преобразования	Коэффициент перекоса	Обобщенный коэффициент перекоса	Качество решения
Евклидова нормировка, вычитание медианы	0,5997	0,1464	0,7070
Евклидова нормировка, вычитание среднего	0,5938	0,1396	0,7152
Евклидова нормировка	0,9039	0,5813	0,7058
Вычитание медианы и деление на константу	0,5727	0,1053	1,0000
Вычитание среднего и деление на константу	0,5767	0,1082	0,998

По результатам экспериментов можно отметить, что чем ниже среднее значение обобщенного коэффициента перекоса, тем выше качество конечного решения. Кроме того, усредненное значение коэффициента перекоса заметно менее чувствительное, чем у обобщенного коэффициента. Количество повторов замеров коэффициента можно сократить на порядок, если обучающая выборка большого размера.

В процессе исследований проверяли алгоритм выбора сжимающих слоев на основе значения обобщенного коэффициента перекоса. Для чистоты проведения экспериментов, исключая дефекты входных данных, использовали выборку CIFAR-10. В качестве сжимающего слоя применялись ансамбли из автоэнкодеров и ограниченных машин Больцмана типа Гаусс – Бернулли. Каждая из архитектур обрабатывала независимо фрагменты изображений размерами 4×4 пикселей с целью сжатия данных и подавления шумов. Первая архитектура представляла собой ансамбль из автоэнкодеров с 48 нейронами во входном и 24 нейронами в скрытом слоях, обеспечивающих двукратное уменьшение размерности входных данных. Этот подход к сжатию применяется в MLP-миксерах [10, 11] и в сверточных сетях в виде слоев свертки [12, 13]. Вторая архитектура была представлена в виде ансамбля из ограниченных машин Больцмана типа Гаусс – Бернулли с 48 нейронами во входном и 192 нейронами в скрытом слоях, обеспечивая четырехкратное сжатие. Третья архитектура – ансамбль из ограниченных машин Больцмана типа Гаусс – Бернулли с 48 нейронами во входном и 96 нейронами в скрытом слоях, обеспечивая восьмикратное сжатие.

После сжимающих слоев располагался многослойный персептрон с одним скрытым слоем из 64 нейронов с функцией активации GELU [14], наиболее эффективной для глубоких нейронных сетей, и 10 нейронами в выходном слое с функцией активации softmax. Для сравнения качества решения была выбрана относительная шкала. За единицу принимали наилучшее решение (табл. 2).

Таблица 2. Результаты выбора архитектуры сжимающих слоев
Table 2. Results of choosing the architecture of compression layers

Архитектура	Коэффициент перекося	Обобщенный коэффициент перекося	Качество решения
Автоэнкодер, двукратное сжатие	0,1988	0,1521	1,0000
Ограниченная машина Больцмана: четырёхкратное сжатие	0,4160	0,4030	0,8023
восьмикратное сжатие	0,3619	0,3463	0,8586

По результатам экспериментов установлено, что чем меньше значение обобщенного коэффициента перекося, тем выше качество конечного решения. Правильный выбор архитектуры сжимающих слоев позволил повысить качество конечного решения на 11,2 %. Обучение классификатора потребовало от 1 до 2 ч в зависимости от архитектуры сжимающих слоев. В то же время вычисление коэффициента перекося (в том числе и обобщенного) требует простого прохождения данных через нейронную сеть. Поскольку сжимающие слои фиксировались при повторных вычислениях коэффициента перекося, результат сжатия можно закешировать и повторять обработку только для многослойных перцептронов, что еще больше уменьшает объем вычислений и сокращает время выбора архитектуры. Кроме того, обобщенный коэффициент перекося позволяет не только выбрать эффективную архитектуру классификатора, но и сжимающих слоев и алгоритма преобразования входных данных, что может быть полезно при проектировании глубоких нейронных сетей с большим количеством параметров.

Заключение

1. Рассмотрена проблема выбора архитектуры нейронной сети при решении задачи классификации. Предложен алгоритм выбора преобразования входных данных и сжимающих слоев сети на основе усредненного значения обобщенного коэффициента перекося.

2. Показано, что обобщенный коэффициент перекося не требует большого объема вычислений для любой архитектуры и решаемой прикладной задачи.

3. Предложенный алгоритм позволяет повысить качество решения более чем на 10 % за счет выбора наиболее эффективной архитектуры.

Список литературы

- Heydarian, M. MLCM: Multi-Label Confusion Matrix / M. Heydarian, T. E. Doyle, R. Samavi // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 19083–19095. <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3151048>.
- Мацкевич, В. В. Адаптация нейросетевого классификатора к неустойчивым входным данным / В. В. Мацкевич, Ц. Го // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 5. С. 99–104. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-5-99-104>.
- AutoPolCNN: A Neural Architecture Search Method of Convolutional Neural Network for Polsar Image Classification / G. Liu [et al.] // Knowledge-Based Systems. 2025. Vol. 312. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2025.113122>.
- Automatic Neural Network Construction Based on Neural Tangent Kernel for IRS-Aided Beamforming / H. Shi [et al.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2025. Vol. 25. P. 1155–1168. <https://doi.org/10.1109/TWC.2025.3589367>.
- Synthesis of Convolutional Neural Network Architectures for Biomedical Image Classification / O. Berezhsky [et al.] // Biomedical Signal Processing and Control. 2024. Vol. 95, Part B. <https://doi.org/10.1016/j.bspc.2024.106325>.
- Akay, B. A Comprehensive Survey on Optimizing Deep Learning Models by Metaheuristics / B. Akay, D. Karaboga, R. Akay // Artificial Intelligence Review. 2022. Vol. 55, Iss. 2. <https://doi.org/10.1007/s10462-021-09992-0>.
- Xi, Sh. Dynamic Gaussian Deep Belief Network Design and Stock Market Application / Sh. Xi, X. Xu // Intelligent Data Analysis. 2023. Vol. 27, Iss. 2. P. 519–534. <http://dx.doi.org/10.3233/ida-216340>.
- Zhou, X. Landscape's Non-Natural Changes Detection System by Satellites Images Based on Local Areas / X. Zhou [et al.] // Pattern Recognition and Image Analysis. Advances in Mathematical Theory and Applications. 2024. Vol. 34, Iss. 2. P. 365–378. <https://doi.org/10.1134/S1054661824700159>.
- Krasnoprosin, V. V. Random Search in Neural Networks Training / V. V. Krasnoprosin, V. V. Matskevich // Pattern Recognition and Image Analysis. 2024. Vol. 34, Iss. 2. P. 309–316. <https://doi.org/10.1134/S105466182470010X>.
- Tang, H. A Pure MLP-Mixer-Based GAN Framework for Guided Image Translation / H. Tang, B. Ren, N. Sebe // Pattern Recognition. 2025. Vol. 157. <https://doi.org/10.1016/j.patcog.2024.110894>.

11. Multi-Scale MLP-Mixer for Image Classification. / H. Zhang [et al.] // Knowledge-Based Systems. 2022. Vol. 258. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2022.109792>.
12. Raj, R. An Extensive Study of Convolutional Neural Networks: Applications in Computer Vision for Improved Robotics Perceptions / R. Raj, A. Kos // Sensors. 2025. Vol. 25, Iss. 4. <https://doi.org/10.3390/s25041033>.
13. Abdellatef, E. Detection of Human Activities Using Multi-Layer Convolutional Neural Network / E. Abdellatef, R. M. Al-Makhlasy, W. A. Shalaby // Scientific Reports. 2025. Vol. 15, Iss. 1. <https://doi.org/10.1038/s41598-025-90307-6>.
14. Lee, M. GELU Activation Function in Deep Learning: A Comprehensive Mathematical Analysis and Performance / M. Lee // arXiv. 2023. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2305.12073>.

Поступила 02.06.2026

Принята в печать 29.06.2026

References

1. Heydarian M., Doyle T. E., Samavi R. (2022) MLCM: Multi-Label Confusion Matrix. *IEEE Access*. 10, 19083–19095. <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3151048>.
2. Matskevich V. V., Guo J. (2025) Neural Network Classifier Adaptation to Unstable Input Data. *Doklady BGUIR*. 23 (5), 99–104. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-5-99-104> (in Russian).
3. Liu G., Li Y., Chen Y., Shang R., Jiao L. (2025) AutoPolCNN: A Neural Architecture Search Method of Convolutional Neural Network for PolSAR Image Classification. *Knowledge-Based Systems*. 312. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2025.113122>.
4. Shi H., Ji T., Wang Z., Jin S., Huang Y. (2025) Automatic Neural Network Construction Based on Neural Tangent Kernel for IRS-Aided Beamforming. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 25, 1155–1168. <https://doi.org/10.1109/TWC.2025.3589367>.
5. Berezsky O., Liashchynskyi P., Pitsun O., Izonin I. (2024) Synthesis of Convolutional Neural Network Architectures for Biomedical Image Classification. *Biomedical Signal Processing and Control*. 95 (B). <https://doi.org/10.1016/j.bspc.2024.106325>.
6. Akay B., Karaboga D., Akay R. (2022) A Comprehensive Survey on Optimizing Deep Learning Models by Metaheuristics. *Artificial Intelligence Review*. 55 (2). <https://doi.org/10.1007/s10462-021-09992-0>.
7. Xi Sh., Xu X. (2023) Dynamic Gaussian Deep Belief Network Design and Stock Market Application. *Intelligent Data Analysis*. 27 (2), 519–534. <http://dx.doi.org/10.3233/ida-216340>.
8. Zhou X., Bu Q., Matskevich V., Nedzved A. (2024) Landscape's Non-Natural Changes Detection System by Satellites Images Based on Local Areas. *Pattern Recognition and Image Analysis*. 34 (2), 365–378. <http://dx.doi.org/10.1134/S1054661824700159>.
9. Krasnoprosin V. V., Matskevich V. V. (2024) Random Search in Neural Networks Training. *Pattern Recognition and Image Analysis*. 34 (2), 309–316. <https://doi.org/10.1134/S105466182470010X>.
10. Tang H., Ren B., Sebe N. (2025) A Pure MLP-Mixer-Based GAN Framework for Guided Image Translation. *Pattern Recognition*. 157. <https://doi.org/10.1016/j.patcog.2024.110894>.
11. Zhang H., Dong Z., Li B., He S. (2022) Multi-Scale MLP-Mixer for Image Classification. *Knowledge-Based Systems*. 258. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2022.109792>.
12. Raj R., Kos A. (2025) An Extensive Study of Convolutional Neural Networks: Applications in Computer Vision for Improved Robotics Perceptions. *Sensors*. 25 (4). <https://doi.org/10.3390/s25041033>.
13. Abdellatef E., Al-Makhlasy R. M., Shalaby W. A. (2025) Detection of Human Activities Using Multi-Layer Convolutional Neural Network. *Scientific Reports*. 15 (1). <https://doi.org/10.1038/s41598-025-90307-6>.
14. Lee M. (2023) GELU Activation Function in Deep Learning: A Comprehensive Mathematical Analysis and Performance. *arXiv*. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2305.12073>.

Received: 2 June 2026

Accepted: 29 June 2026

Сведения об авторе

Мацкевич В. В., канд. техн. наук, доц. каф. информационных систем управления, Белорусский государственный университет

Адрес для корреспонденции

220030, Республика Беларусь,
Минск, просп. Независимости, 4
Белорусский государственный университет
Тел.: +375 29 125-49-07
E-mail: matskevich1997@gmail.com
Мацкевич Вадим Владимирович

Information about the author

Matskevich V., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor of the Department of Information Management Systems, Belarusian State University

Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave., 4
Belarusian State University
Тел.: +375 29 125-49-07
E-mail: matskevich1997@gmail.com
Matskevich Vadim



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-89-97>

UDC 004.5, 159.9:62

ASSESSMENT OF INDIVIDUAL PSYCHOPHYSIOLOGICAL CHARACTERISTICS OF VEHICLE DRIVERS

VLADIMIR DUBOVSKY, VLADIMIR SAVCHENKO

*The Joint Institute of Mechanical Engineering of the National Academy of Sciences of Belarus
(Minsk, Republic of Belarus)*

Abstract. To ensure safe transitions between automated and manual driving in automated vehicles, it is necessary to monitor the driver's state. Existing research in this area primarily assesses the driver's current state without predicting their potential behavior in complex driving situations, which could negatively impact the safety of automated vehicles when switching between driving modes. To address this shortcoming, this article proposes a method for assessing relatively stable individual driver psychophysiological characteristics that could serve as predictors of their ability to mobilize internal reserves when making decisions in complex driving situations. The method allows one to determine the numerical values of indicators of such individual psychophysiological characteristics as reaction time, ability to take emergency actions, vigilance, concentration and distribution of attention, perception of speed and distance, as well as risk propensity during manual driving.

Keywords: automated vehicle, road safety, driver, information technology, multimodal interface, control transfer, psychophysiological qualities, driving mode, human factor.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Dubovsky V., Savchenko V. (2026) Assessment of Individual Psychophysiological Characteristics of Vehicle Drivers. *Doklady BGUIR*. 24 (4), 89–97. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-89-97>.

ОЦЕНКА ИНДИВИДУАЛЬНЫХ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОДИТЕЛЕЙ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

В. А. ДУБОВСКИЙ, В. В. САВЧЕНКО

*Объединенный институт машиностроения Национальной академии наук Беларуси
(Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. Для обеспечения безопасности при переходе между автоматизированным и ручным вождением в автоматизированных транспортных средствах необходимо контролировать состояние водителя. Существующие исследования в этой области в основном направлены на оценку текущего состояния водителя без прогнозирования его возможного поведения в сложных дорожных ситуациях, что может негативно сказаться на безопасности эксплуатации автоматизированных транспортных средств при смене режима вождения. С целью устранения этого недостатка в статье предлагается метод оценки относительно стабильных индивидуальных психофизиологических характеристик водителя, которые могли бы служить в качестве предикторов его способности мобилизовать внутренние резервы при принятии решений в сложных дорожных ситуациях. Метод позволяет определить численные значения показателей таких индивидуальных психофизиологических характеристик, как время реакции, способность к экстренным действиям, бдительность, концентрация и распределение внимания, восприятие скорости и расстояния, а также склонность к риску во время ручного вождения.

Ключевые слова: автоматизированное транспортное средство, дорожная безопасность, водитель, информационные технологии, мультимодальный интерфейс, передача управления, психофизиологические качества, режим вождения, человеческий фактор.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Дубовский, В. А. Оценка индивидуальных психофизиологических характеристик водителей транспортных средств / В. А. Дубовский, В. В. Савченко // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 89–97. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-89-97>.

Introduction

In a level 3 automated vehicle, the driver can transfer the control of the vehicle to the automated driving system (ADS) and be involved in other things such as reading, eating, sleeping or anything else, but in emergency situations the driver should take over vehicle control [1]. In these cases, the driver can lack situation awareness and not be ready to perform safely the driving task. To address this problem, the driver's readiness to take-over control from an ADS must be carefully evaluated. For this purpose, the driver's psychophysiological and behavioral data are analyzed and combined with the data on the current driving situation. In this regard, it is essential to recognize potentially dangerous driver states, such as distraction, fatigue, drowsiness, and other undesirable states that affect takeover performance negatively [2–6].

The control mode can be switched from automated driving (AD) to manual driving (MD) immediately and completely after the take-over request is confirmed by the driver or gradually with increasing authority, depending on the driver state and the driving situation [7, 8]. The immediate control transfer from automation to driver can be performed if the driver's readiness for MD is high enough for the required driving task. If the driver's readiness for MD does not meet the required level it is necessary to help the driver to increase his/her control capability to required level. For this purpose, the approach based on the concept of driver-automation shared control during take-over process is used since it allows to allocate the execution of the driving task between automation and driver in accordance with the current driver state and driving situation until the driver's state reaches the desired level and take-over is complete [9–12]. Such an approach may help the driver to take back control of a vehicle in a safe and smooth manner if the time budget allows to do it. But in critical situations when urgent take-over is required due to ADS failure the shared control during authority transition can be risky. In such critical situations when the driver's readiness for MD does not meet the required high level and is close to the minimum allowable value, other solutions are needed.

In addition, it should be noted that the existing research on this topic mainly focuses on characterizing the current state of the driver without prediction of his/her future behavior that can be affected by the intrinsic variability of human nature [13]. To overcome this shortcoming of existing research, we propose a method of assessing the driver's relatively stable individual psychophysiological characteristics (IPC) such as motor reaction, ability to act urgently, concentration and distribution of attention, and so on, that can be used as predictors of his/her ability to mobilize the required internal resources for decision making in critical situations during the transition from AD to MD.

A method of assessing the driver's individual psychophysiological characteristics

The method allows determining the numerical values of indicators of such IPC as reaction time, ability to act urgently, vigilance, concentration and distribution of attention, perception of speed and distance, and risk propensity during periods of MD. The method is based on detecting the unintentional deviation from the driving lane, unsafe distance from the vehicle ahead, potential collision with a pedestrian in front of the vehicle, and speed limit signs along the road, which can be performed by using a collision avoidance system, for example Mobileye 8 Connect¹. To ensure the reliability of the IPC assessment, the necessary data must be recorded only in cases when the weather conditions are favorable for driving.

An algorithm for estimation of the driver's reaction time and indicator of ability to act urgently is depicted in Fig. 1, where D is the current distance from the vehicle ahead; D_1 is a predefined safety threshold value; t_R is the driver's reaction time to warning alert; t_S is the time of restoring the safe situation; T is the predefined test time; n is the number of potentially dangerous situations detected during time T .

¹ *Driven by Safety. An AI-powered Fleet Safety Solution.* Available: <https://ims.mobileye.com/fleets/uk/products/mobileye-8-connect/>.

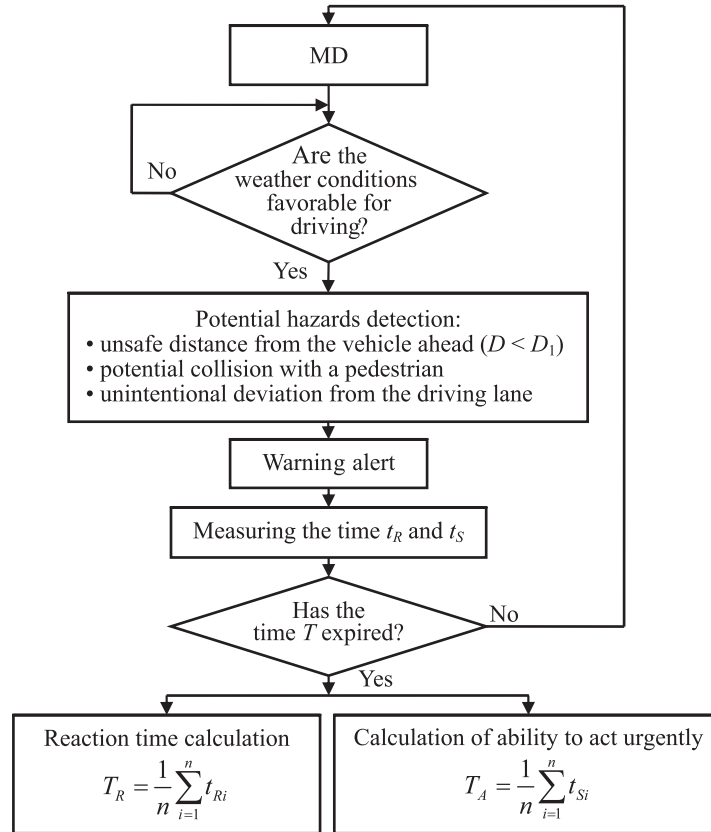


Fig. 1. An algorithm for estimation of driver's reaction time and indicator of ability to act urgently

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects potentially dangerous situations: unsafe distance from the vehicle ahead (when the current distance D is below a pre-defined safety threshold value D_1); potential collision with a pedestrian; unintentional deviation from the driving lane. A pre-defined safety threshold value D_1 is the distance, that corresponds to three seconds time to collision with the vehicle ahead, taking into account the relative traveling speed¹. When the collision avoidance system detects any of these situations, an alert is issued and the time t_R of the driver's reaction to a warning alert (the time between the onset of an alert and the beginning of braking in the first two situations, and the activation of the turn signals or beginning of decreasing deviation in the third situation) and the time t_S of restoring the safe situation (the time between the appearance and disappearance of the warning alert) are measured. After the predefined test time T has elapsed, the indicator T_R of the driver's reaction time and the indicator T_A of the driver's ability to act urgently (the indicator T_A shows how quickly the driver copes with a critical situation) are calculated:

$$T_R = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{Ri}; \quad (1)$$

$$T_A = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{Si}. \quad (2)$$

An algorithm for estimation of driver's vigilance indicator is depicted in Fig. 2, where D , D_1 , t_R , T – the same as in Fig. 1; $D_2 \approx (1,2-1,5)D_1$ is a predefined value; N is the overall number of all detected situations; n_V is the number of detected potentially dangerous situations

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects potentially dangerous situations: unsafe distance from the vehicle ahead (when $D < D_1$); potential collision with a pedestrian; unintentional deviation from the driving lane; exceeding the speed limit; and also such situations as: “ $D < D_2$ ” situations (Fig. 3); pedestrians in the path of a vehicle; speed limit signs; lane change maneuvers.

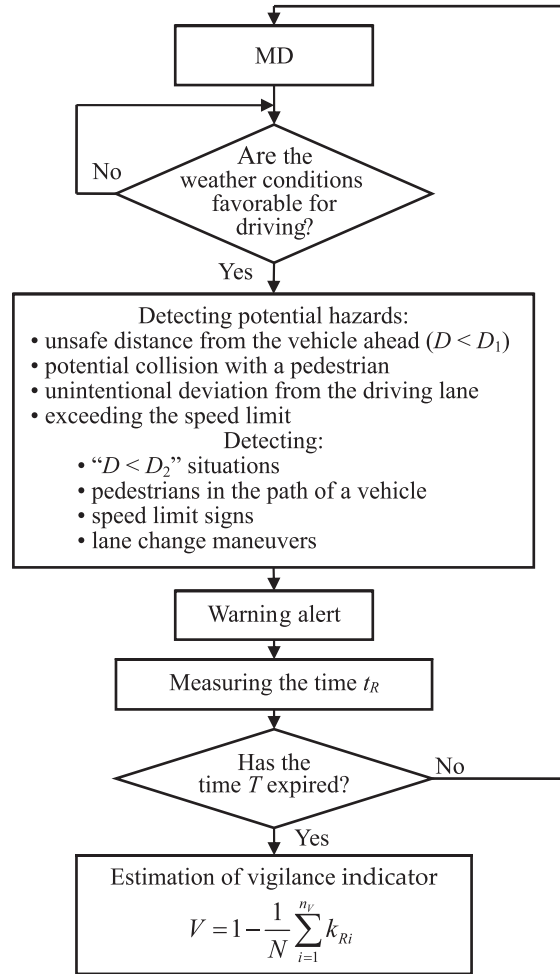


Fig. 2. An algorithm for estimation of driver's vigilance indicator



Fig. 3. An illustration of a leading vehicle and a host vehicle separated by a distance $D_2 \approx (1,2-1,5)D_1$

We introduced the notion of distance D_2 in order to consider the driver's behaviour in situation close to the potentially dangerous situation when $D < D_1$.

When the collision avoidance system detects any of potentially dangerous situations, an alert is issued and the time t_R of the driver's reaction to warning alert is measured. After the predefined test time T has elapsed, the indicator V of the driver's vigilance level is estimated

$$V = 1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{n_V} k_{Ri}, \quad (3)$$

where $k_R = \frac{e^{2t_R} - 1}{e^{2t_R} + 1}$ is a coefficient that takes values from 0 to 1; N is the overall number of all detected situations.

We introduce the coefficient $k_R = f(t_R)$ to take into account the driver's response to alerts from a collision avoidance system. Such a dependence can be described, for example, by a bipolar sigmoid (hyperbolic tangent) function $y = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$ and makes it possible to obtain values of k_R in the range from 0 to 1 (Fig. 4).

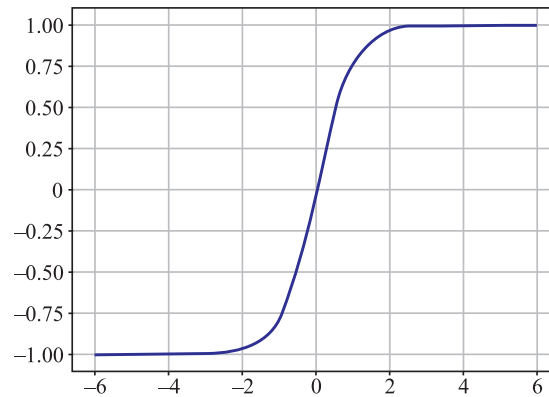


Fig. 4. An illustration of the hyperbolic tangent function

An algorithm for estimation of driver's concentration of attention indicator is depicted in Fig. 5, where N_C and n_C are the overall number of all detected situations and the number of detected potentially dangerous situations, respectively.

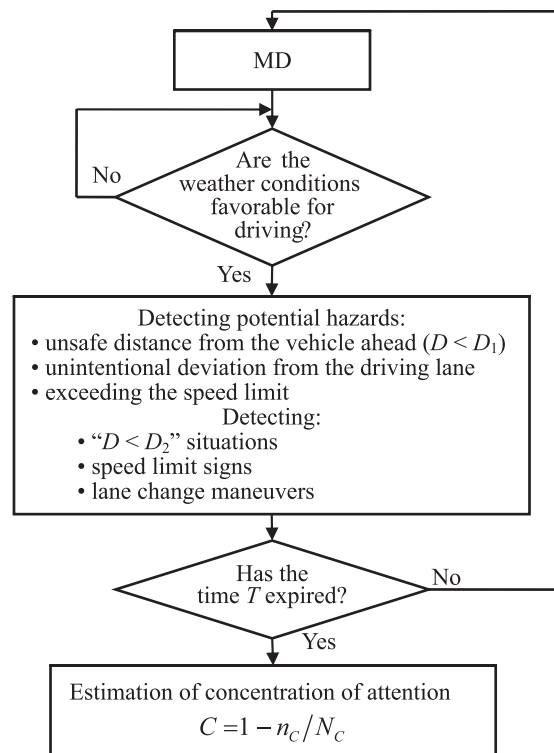


Fig. 5. An algorithm for estimation of driver's concentration of attention

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects potentially dangerous situations: unsafe distance from the vehicle ahead (when $D < D_1$); unintentional deviation from the driving lane; exceeding the speed limit; also such situations as “ $D < D_2$ ” ($D_2 \approx (1,2-1,5)D_1$); speed limit signs; lane change maneuvers. After the predefined test time T has elapsed, the indicator C of the driver's concentration level is estimated

$$C = 1 - n_C / N_C. \quad (4)$$

The indicator C shows the driver's ability to monitor the driving scene carefully, avoiding potentially dangerous situations.

An algorithm for estimation of driver's ability to distribute attention is depicted in Fig. 6, where M is the number of detected lane change maneuvers; m is the number of detected potentially dangerous situations that occur during lane change maneuvers.

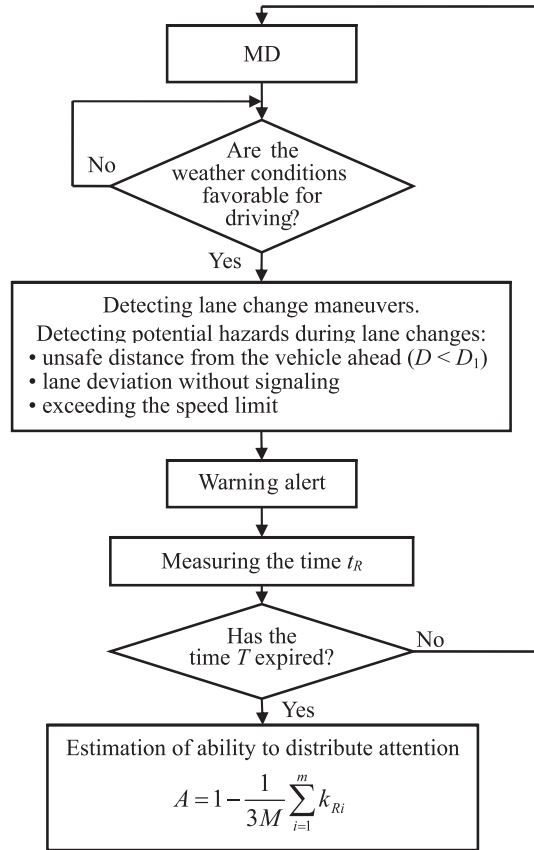


Fig. 6. An algorithm for estimation of driver's ability to distribute attention

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects lane change maneuvers and potentially dangerous situations that occur during these maneuvers: unsafe distance from the vehicle ahead (when $D < D_1$); lane deviation without signaling; exceeding the speed limit. When the collision avoidance system detects any of these potentially dangerous situations, an alert is issued and the time t_R of the driver's reaction to warning alert is measured. After the predefined test time T has elapsed, the indicator A of the driver's ability to distribute attention is calculated

$$A = 1 - \frac{1}{3M} \sum_{i=1}^m k_{Ri}. \quad (5)$$

The indicator A shows the driver's ability to monitor the driving scene during lane change maneuvers, avoiding potentially dangerous situations.

An algorithm for estimation of driver's speed and distance perception ability is depicted in Fig. 7, where k and l are the number of " $D_1 < D < D_2$ " and " $D < D_2$ " situations, respectively.

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects " $D_1 < D < D_2$ " and " $D < D_2$ " situations and their durations tP_1 and tP_2 , respectively.

After the predefined test time T has elapsed, the indicator P of the driver's speed and distance perception ability is estimated

$$P = \frac{\sum_{i=1}^k t_{P1i}}{\sum_{j=1}^l t_{P2j}}. \quad (6)$$

The indicator P shows the driver's speed and distance perception ability based on his/her behavioral data in situations when " $D_1 < D < D_2$ ".

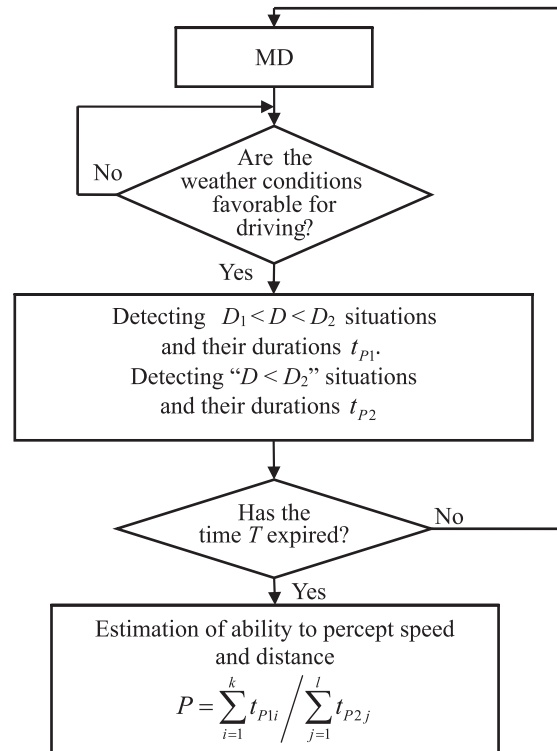


Fig. 7. An algorithm for estimation of driver's speed and distance perception ability

An algorithm for estimation of driver's risk propensity indicator is depicted in Fig. 8.

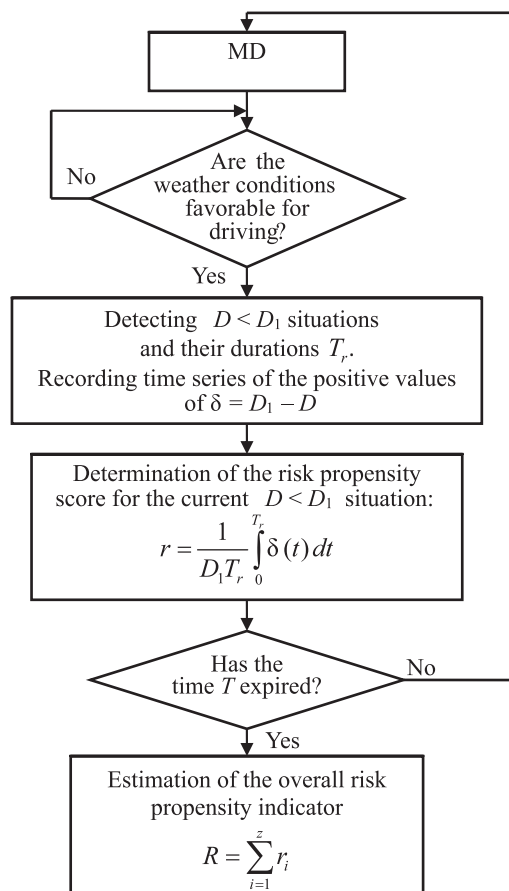


Fig. 8. An algorithm for estimation of driver's risk propensity indicator: z is the number of " $D < D_1$ " situations

During periods when the vehicle is in MD mode under favorable weather conditions, the collision avoidance system detects potentially dangerous “ $D < D_1$ ” situations, then their durations T_r and time series of the positive values of $\delta = D_1 - D$ are recorded. For each “ $D < D_1$ ” situation, the risk propensity score r is calculated as follows: $r = \frac{1}{D_1 T_r} \int_0^{T_r} \delta(t) dt$. The risk propensity score r shows how far the current potentially dangerous “ $D < D_1$ ” situation has progressed. After the predefined test time T has elapsed, the indicator R of the driver’s overall risk propensity indicator is calculated:

$$R = \sum_{i=1}^z r_i. \quad (7)$$

The values of all these particular indicators should be recorded in the driver’s database (that can be created in the cloud) and then combined for each single period of time (e. g. day) into a holistic measure that can be used as additional factor for decision making when transferring vehicle control from AD to MD is required. To represent the driver’s IPC through a single measure the simple aggregation method such as the arithmetic mean can be used. In this case an overall index of driver’s IPC is calculated by summing up values of all particular IPC indicators and dividing the total by the number of included particular IPC indicators.

Conclusion

In this paper, we propose a method for determining the numerical values of indicators of such individual psychophysiological characteristics as reaction time, ability to act urgently, vigilance, concentration and distribution of attention, perception of speed and distance, and risk propensity during periods of manual driving. Such individual psychophysiological characteristics of the driver are important for traffic safety, especially in critical situations, and must be taken into account as an additional risk factor during take-over process. The method is based on detecting the unintentional deviation from the driving lane, unsafe distance from the vehicle ahead, potential collision with a pedestrian in front of the vehicle, and speed limit signs along the road, which can be performed by using a collision avoidance system.

References

1. J3016_202104. *SAE On-Road Automated Vehicles Standards Committee. Taxonomy and Definitions for Terms Related to On-Road Motor Vehicle Automated Driving Systems*. Washington, DC, SAE International.
2. Morales-Alvarez W., Sipele O., Léberon R., Tadjine H. H., Olaverri-Monreal C. (2020) Automated Driving: A Literature Review of the Take-Over Request in Conditional Automation. *Electronics*. 9. <https://dx.doi.org/10.3390/electronics9122087>.
3. Allamehzadeh A., de la Parra J. U., Hussein A., Garcia F., Olaverri-Monreal C. (2017) Cost-Efficient Driver State and Road Conditions Monitoring System for Conditional Automation. *IEEE Intelligent Vehicles Symposium*. (IV), 1497–1502. <https://doi:10.1109/IVS.2017.7995921>.
4. Biondi F., Coleman J. R., Cooper J. M., Strayer D. L. (2016) Average Heart Rate for Driver Monitoring Systems. *International Journal of Human Factors and Ergonomics*. 4 (3/4), 282–291. <https://doi:10.1504/IJHFE.2016.10004220>.
5. Perello-March J. R., Burns C. G., Woodman R., Elliott M. T., Birrell S. A. (2022) Driver State Monitoring: Manipulating Reliability Expectations in Simulated Automated Driving Scenarios. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*. 23 (6), 5187–5197. <https://doi:10.1109/TITS.2021.3050518>.
6. Yu D., Park C., Choi H., Kim D., Hwang S. H. (2021) Takeover Safety Analysis with Driver Monitoring Systems and Driver–Vehicle Interfaces in Highly Automated Vehicles. *Applied Sciences*. 11. <https://doi.org/10.3390/app11156685>.
7. United Nations Economic Commission for Europe (UNECE). *Proposal for a New UN Regulation on Uniform Provisions Concerning the Approval of Vehicles with Regards to Automated Lane Keeping System*. (2020). <https://unece.org/fileadmin/DAM/trans/doc/2020/wp29grva/GRVA-06-02r4e.pdf>.
8. Walch M., Colley M., Weber M. (2019) Driving-Task-Related Human-Machine Interaction in Automated Driving: Towards a Bigger Picture. *Proceedings of the 11th International Conference on Automotive User Interfaces and Interactive Vehicular Applications: Adjunct Proceedings, Utrecht, Netherlands. Automotive UI '19*. USA, NY, Association for Computing Machinery. 427–433. <https://doi.org/10.1145/3349263.3351527>.

9. Saito T., Wada T., Sonoda K. (2018) Control Authority Transfer Method for Automated-to-Manual Driving Via a Shared Authority Mode. *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*. 3 (2), 198–207.
10. Abbink D. A., Mulder M., Boer E. R. (2012) Haptic Shared Control: Smoothly Shifting Control Authority? *Cognition, Technology & Work*. 14, 19–28. <https://doi.org/10.1007/s10111-011-0192-5>.
11. Mulder M., Abbink D. A., Boer E. R. (2012) Sharing Control with Haptics: Seamless Driver Support from Manual to Automatic Control. *Human Factors*. 54 (5), 786–798. <https://doi.org/10.1177/0018720812443984>. PMID: 23156623.
12. Lv C., Li Y., Xing Y., Huang C., Cao D., Zhao Y., et al. (2021). Human-Machine Collaboration for Automated Driving Using an Intelligent Two-Phase Haptic Interface. *Advanced Intelligent Systems*. 3 (4).
13. Halin A., Verly J. G., Droogenbroeck M. (2021) V. Survey and Synthesis of State of the Art in Driver Monitoring. *Sensors*. 21. <https://doi.org/10.3390/s21165558>.

Received: 19 February 2026

Accepted: 15 April 2026

Authors' contribution

Dubovsky V. developed algorithms, prepared the manuscript of the article.

Savchenko V. carried out the task setting for the study, performed analysis of results.

Information about the authors

Dubovsky V., Cand. Sci. (Tech.), Leading Researcher, The Joint Institute of Mechanical Engineering of the National Academy of Sciences of Belarus

Savchenko V., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of the Research Center “On-Board Control Systems for Mobile Vehicles”, The Joint Institute of Mechanical Engineering of the National Academy of Sciences of Belarus

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus,
Minsk, Akademicheskaya St., 12
The Joint Institute of Mechanical Engineering
of the National Academy of Sciences of Belarus
Tel.: +375 17 370-07-49
E-mail: vdubovsky.email@gmail.com
Dubovsky Vladimir

ПРИМЕРЫ ОФОРМЛЕНИЯ РАЗДЕЛА «СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ»

В помощь авторам при формировании литературных источников в разделе «Список литературы» предлагаем несколько примеров их оформления согласно Приложению 2 к Инструкции по оформлению диссертации, автореферата и публикаций по теме диссертации (ВАК) (тире, указанные в таблице Приложения 2 для оформления источников, не ставим).

1. Теория кодирования / Т. Касами [и др.]; пер. с япон. А. В. Кузнецова. М.: Мир, 2006.
2. Галкин, Я. Д. Улучшенная модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем / Я. Д. Галкин, О. В. Дворников, В. А. Чеховский // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 3. С. 20–25. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-20-25>.
3. Hacker, P. S. Range Distance Requirement for Measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns / P. S. Hacker, H. E. Schrank // IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine. 1982. Vol. AP-30, No 5. P. 956–966.
4. Авиационные правила организации и проведения летной проверки средств радиолокации, средств связи и радиотехнического обеспечения полетов государственной авиации Республики Беларусь: пост. Мин-ва обороны Респ. Беларусь от 14.04.2017 № 7.
5. Respiration Rate and Volume Measurements Using Wearable Strain Sensors / M. Chu [et al.] // npj. Digital Medicine. 2019. No 2. <https://doi.org/10.1038/s41746-019-0083-3>.
6. Устройство для измерения активной и емкостной составляющих импеданса биологических тканей: пат. 2196504 Рос. Федерации, МПК А 61 В 5/053 / А. В. Ефремов, Р. Р. Ибрагимов, Р. А. Манвелиадзе, В. Т. Леонтьев, К. Г. Булатецкий, Г. Г. Колонда, Е. В. Тарасов, Р. Ш. Ибрагимов; Новосиб. гос. мед. акад., № 2000117324/14. Заявл. 28.06.2000. Опубл. 20.01.2003.
7. Программная модель системы для анализа импедансометрических характеристик биологических жидкостей / К. Е. Мешкова [и др.] // Медэлектроника–2022. Средства медицинской электроники и новые медицинские технологии: сб. науч. ст. XIII Междунар. науч.-техн. конф., г. Минск, 8–9 декабря 2022 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлектр., 2022. С. 93–97.
8. Измеритель иммитанса E7-20 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.mnipi.ru/products.php?group=6&device=0>. Дата доступа: 07.05.2023.

Оформление не попавших в перечисленные выше примеры литературных источников смотрите в таблице Приложения 2 указанной инструкции.

При оформлении раздела **REFERENCES** в цитируемой публикации следует указывать ВСЕХ авторов (если их более 6-ти, то после 6-го ставить et al. – см. пример под цифрами 5, 6).

1. Kasami T., Tokura N., Iwadari E., Inagaki Ya. (2006) *Coding Theory*. Transl. from Japan by A.V. Kuznetsov. Moscow, Mir Publ. (in Russian).
2. Galkin Y. D., Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A. (2022) Double Gate JFET Improved Model for Analog Integrated Circuits. *Doklady BGUIR*. 20 (3), 20–25. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-20-25> (in Russian).
3. Hacker P. S., Schrank H. E. (1982) Range Distance Requirement for Measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns. *IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine*. AP-30 (5), 956–966.
4. Equipment and Radio Technical Support for State Aviation Flights of the Republic of Belarus. *Resolution of the Ministry of Defense of the Republic of Belarus, Apr. 14 2017, No 7* (in Russian).
5. Chu M., Nguyen T., Pandey V., Zhou Y., Hoang N. Pham, Bar-Yoseph R., et al. (2019) Respiration Rate and Volume Measurements Using Wearable Strain Sensors. *npj Digital Medicine*. (2). <https://doi.org/10.1038/s41746-019-0083-3>.
6. Efremov A. V., Ibragimov R. R., Manveliadze R. A., Leontiev V. T., Bulatetsky K. G., Kolonda G. G., et al. (2003) Device for Measuring the Active and Capacitive Components of the Impedance of Biological Tissues. *Patent 2196504 Ros. Federation, IPC A 61 B 5/053. Novosibirsk State Medical Academy, No 2000117324/14. Stated 28.06.2000. Publ. 20.01.2003* (in Russian).
7. Meshkova K. E., Patseev S. V., Davydov M. V., Saveyko A. R., Pashkilevich V. V. (2022) A Software Model of a System for Analyzing the Impedance Characteristics of Biological Fluids. *Medelectronics–2022. Medical Electronics and New Medical Technologies, Collection of Scientific Articles of the XIII International Scientific and Technical Conference, Minsk, Dec. 8–9. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics*. 93–97 (in Russian).
8. *Immittance Meter E7-20*. Available: <https://www.mnipi.ru/products.php?group=6&device=0> (Accessed 7 May 2023) (in Russian).

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ ФОРМУЛ

Настройки для набора формул в редакторе MathType

Define Styles

☐ Simple ☒ Advanced

Style	Font	Character Style	
		Bold	Italic
Text	Times New Roman	☐	☐
Function	Times New Roman	☐	☐
Variable	Times New Roman	☐	☒
L.C. Greek	Symbol	☐	☐
U.C. Greek	Symbol	☐	☐
Symbol	Symbol	☐	☐
Vector-Matrix . .	Times New Roman	☒	☐
Number	Times New Roman	☐	☐
Extra Math	MT Extra	☐	☐
User 1	Courier New	☐	☐
User 2	Times New Roman	☐	☐

Language/Keyboard:

Text style Any

Other styles Any

OK Cancel Help Apply Factory settings

☒ Use for new equations

Define Sizes

Full	11	pt
Subscript/Superscript	7	pt
Sub-Subscript/Superscript	5	pt
Symbol	17	pt
Sub-symbol	12	pt
User 1	75	%
User 2	150	%

$$(1+B)^2 \sum_{p=1}^k X_{n_k}^{kp}$$

OK Cancel Help Apply Factory settings

☒ Use for new equations

