ISSN 1729-7648 (Print)
ISSN 2708-0382 (Online)

ДОКЛАДЫ БГУИР

Том 24, № 5, 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, КиберЛенинка, РИНЦ

СОДЕРЖАНИЕ

Мордачев В. И., Свистунов А. С. Комплексная электромагнитная защита элементов биосферы. Часть 2. Проблемы и возможности 5

Занько А. И., Котов Д. А., Соловьёв Я. А., Логунов К. Т., Чернаусик О. М., Ковальчук Н. С. Влияние термообработки на резистивные и структурные свойства пленок оксида ванадия 15

Чонг Тхань Нгуен, Ловшенко И. Ю., Волчёк В. С., Новиков П. Э., Стемпицкий В. Р. Суперпереходный биполярный транзистор с изолированным затвором и вертикальным расположением канала с экранированным плавающим слоем накопления носителей заряда 24

Чигряй В. Г., Солонар А. С., Храменков А. С. Методика синтеза устройства двухальтернативного радиолокационного распознавания на основе метода опорных векторов и последовательного критерия Вальда 33

Соловьёв А. Н., Половеня С. И. Адаптивное управление модуляцией в системах связи видимым светом на основе совместного анализа коэффициента Херста и локальной оценки производной отношения сигнал/шум. Часть 2. Экспериментальная верификация и анализ эффективности 42

Khmarski P., Artemiev V., Naumov A., Bondarenko A., Muxammedov B. Estimation of the Angular Turn Rate of an Airborne Object Based on the Unscented Transformation of an Augmented State Vector (**Хмарский П. А., Артемьев В. М., Наумов А. О., Бондаренко А. Е., Мухаммедов Б. М.** Оценивание угловой скорости разворота воздушного объекта на основе ансцентного преобразования расширенного вектора состояния) 51

Дворников О. В., Чеховский В. А. Схемотехнический синтез инструментальных усилителей с однополярным напряжением питания 60

Зеневич А. О., Кочергина О. В., Терех И. Л. Способ определения скорости воздушного потока на основе анализа амплитуды шумовых импульсов 69

Го Ц., Зорько М. И., Чэн Н., Цветков В. Ю. Определение дистанции до объекта в многороботной системе на основе локальной согласованной триангуляции 76

Петровский Д. А., Иванюк А. А. Схема постобработки случайных чисел на базе многовходового сигнатурного анализатора 84

Листопад Н. И., Андрейчук А. О. Методы повышения эффективности сбора энергии Wi-Fi в устройствах интернета вещей 93

Семенченя Т. С. Применение градиентного бустинга для прогнозирования изменения напряженно-деформированного состояния поясничного отдела позвоночника человека 101

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

Стемпицкий 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

Лабунов 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-Хоразмий, 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 23.10.2026. Формат бумаги 60×84⅛. Бумага офисная. Отпечатано на ризографе. Гарнитура Таймс. Усл. печ. л. 13,25. Уч.-изд. л 11,3. Тираж 71 экз. Заказ 211.

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

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», оригинал-макет, оформление, 2026

ISSN 1729-7648 (Print)
ISSN 2708-0382 (Online)

DOKLADY BGUIR

V. 24, No 5, 2026

The scientific journal is published six times a year

Founder
Educational Establishment "Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics"

The journal is included in the List of the Higher Attestation Commission of the Republic of Belarus, as well as in databases:
CNKI, Dimensions, DOAJ, Google Scholar, Mendeley, Open Alex, CyberLeninka, RSCI

CONTENTS

Mordachev V., Svistunou A. Integrated Electromagnetic Protection of Biosphere Elements. Part 2. Problems and Opportunities 5

Zanka A., Kotov D., Solovjov Ja., Logunov K., Charnavusik O., Kovalchuk N. Effect of Heat Treatment on the Resistive and Structural Properties of Vanadium Oxide Films 15

Trong Thanh Nguyen, Lovshenko I., Volcheck V., Novikov P., Stempitsky V. Super-Junction Insulated-Gate Bipolar Transistor with a Vertical Channel Arrangement and a Shielded Floating Charge-Carrier Accumulation Layer 24

Chyhrai V., Solonar A., Khramiankou A. Methodology for Synthesizing a Binary Radar Recognition Device Based on Support Vector Machines and Wald's Sequential Criterion 33

Salauyou 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 2. Experimental Verification and Effectiveness Analysis 42

Khmarski P., Artemiev V., Naumov A., Bondarenko A., Muxammedov B. Estimation of the Angular Turn Rate of an Airborne Object Based on the Unscented Transformation of an Augmented State Vector 51

Dvornikov O., Tchekhovski V. Circuit Synthesis of Instrumentation Amplifiers with a Single Supply Voltage 60

Zenevich A., Kochergina O., Terekh I. A Method for Determining Air Flow Velocity Based on the Analysis of the Amplitude of Noise Pulses 69

Guo Q., Zorko M., Cheng N., Tsviatkou V. Determining the Distance to an Object in a Multi-Robot System Based on Local Consistent Triangulation 76

Petrovsky D., Ivaniuk A. Random Number Post-Processing Scheme Based on a Multi-Input Signature Analyzer 84

Listopad N., Andreichuk A. Methods for Improving Wi-Fi Energy Harvesting Efficiency in Internet of Things Devices 93

Semenchenia T. Application of Gradient Boosting to Predict Changes in the Stress-Strain State of the Human Lumbar Spine. 101

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. Lynkou, 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

Sergey 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

Yury 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

Alecsandr 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

Viktar Yu. Tsviatkou, 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 23.10.2026. Format 60×84 ⅛. Office paper. Printed on a risograph. Type face Times.
Ed.-pr. l. 13,25. Ed.-ed. l. 11,3. Edition 71 copies. Order 211.

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

© Educational Establishment "Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics", original layout, design, 2026

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-5-14

УДК 621.396.218:614.89.086.5

КОМПЛЕКСНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ЗАЩИТА ЭЛЕМЕНТОВ БИОСФЕРЫ. ЧАСТЬ 2. ПРОБЛЕМЫ И ВОЗМОЖНОСТИ

В. И. МОРДАЧЕВ, А. С. СВИСТУНОВ

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

Аннотация. В статье рассматривается проблема реализации комплексной защиты населения и технических средств критической инфраструктуры от воздействия радиочастотных электромагнитных полей оборудования мобильной связи 5G, актуальность которой связана с расширяющимся использованием в системах 5G импульсного режима TDD. Обсуждаются возможности обеспечения такой комплексной защиты элементов биосферы, связанные с расширением существующей системы санитарно-гигиенической паспортизации передающих радиотехнических объектов за счет определения защитных зон и зон ограничения застройки по критериям восприимчивости технических средств к радиочастотным электромагнитным полям и с гигиеническим нормированием восприимчивости населения к радиочастотным электромагнитным полям TDD.

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 2. Проблемы и возможности / В. И. Мордачев, А. С. Свистунов // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 5–14. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-5-14.

INTEGRATED ELECTROMAGNETIC PROTECTION OF BIOSPHERE ELEMENTS. PART 2. PROBLEMS AND OPPORTUNITIES

VLADIMIR MORDACHEV, ALIAKSANDR SVISTUNOU

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

Abstract. This article examines the problem of implementing comprehensive protection for the population and critical infrastructure equipment from exposure to radiofrequency electromagnetic (RFEM) fields from 5G mobile communications equipment. This problem is relevant due to the expanding use of TDD pulsed mode in 5G systems. The article discusses the potential for providing such comprehensive protection for elements of the biosphere, which involves expanding the existing sanitary and hygienic certification system for transmitting radio facilities by defining protective zones and development restrictions based on the susceptibility of technical equipment to RFEM fields and hygienic regulation of the population's susceptibility to TDD RFEM 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 2. Problems and Opportunities. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 5–14. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-5-14 (in Russian).

Введение

В последние десятилетия большое внимание уделяется исследованиям процессов усложнения электромагнитной обстановки (ЭМО) при широкомасштабном интенсивном проникновении беспроводных технологий и услуг 4G/5G/6G во все сферы человеческой деятельности и степени опасности этих процессов для здоровья и благополучия населения. Ведутся дискуссии об адекватности «тепловых» (10–40 Вт/м^2) [1] и «нетепловых» (0,025–0,900 Вт/м^2) [2] критериев опасности радиочастотных электромагнитных (ЭМ) воздействий на человеческий организм, наблюдается крайне негативный конфликт между интересами телекоммуникационного бизнеса и интересами населения в данной области [3, 4]. Проводятся исследования, направленные на системный анализ опасности радиочастотных ЭМ полей (ЭМП РЧ) базовых станций (БС) и абонентских терминалов (АТ) систем мобильной связи (МС) 4G/5G и на защиту населения от ЭМ загрязнения среды обитания.

В то же время существует область, которая значительно расширяет горизонты проблемы ЭМ защиты от воздействия ЭМП РЧ МС. Дело в том, что эти ЭМП представляют реальную опасность для огромного количества видов оборудования и объектов, включая оборудование и объекты критической инфраструктуры. Предельно допустимые уровни (ПДУ) ЭМП РЧ для населения, учитывающие опасность нетепловых эффектов их воздействия на человеческий организм с учетом долговременных последствий, принятые в разных странах в пределах 3–18 В/м (2,5–90,0 мкВт/см^2) [5–7], практически совпадают с ПДУ РЧ ЭМП, принятыми в пределах 1–20 В/м для большинства видов технических средств (ТС) критической инфраструктуры (на производстве, на транспорте, в здравоохранении, в сфере управления и т. п.) при воздействии по порту корпуса [7–9] – физической границе ТС, через которую могут проникать внешние ЭМП [10]. Отсутствие до настоящего времени массовых отказов этих ТС и катастрофических последствий, с ними связанных, может быть объяснено тем, что защита населения от излучений БС МС и других радиоэлектронных средств (РЭС) обеспечивается установлением санитарно-защитных зон (СЗЗ) и зон ограничения застройки (ЗОЗ). Присутствие в них людей, деятельность которых не связана с использованием ЭМП РЧ, недопустимо, что одновременно обеспечивает ЭМ защиту ТС и объектов инфраструктуры, поскольку они также должны находиться за пределами СЗЗ и ЗОЗ, чтобы здоровье их персонала не подвергалось опасности.

К сожалению, подобное «равновесие» в ближайшем будущем может быть нарушено. Дело в том, что в соответствии с принятой методологией безопасность населения оценивается по средним уровням ЭМП РЧ (контролируемым с усреднением за 6 мин [11, приложение 10]), а для ТС опасны мгновенные значения этих ЭМП. Для традиционной технологии частотного дуплекса FDD в сетях МС, при которой используются квазинепрерывные ЭМП РЧ, разница между средним и мгновенным значениями относительно невелика (соответствует пик-фактору сигнала), поэтому СЗЗ и ЗОЗ, определяемые по средним уровням ЭМП РЧ, защищают и ТС критической инфрастркутуры. Однако в системах МС 5G начинают активно применять технологию временного дуплекса TDD, в которой используются импульсные сигналы. Для этих сигналов различие средних и мгновенных уровней может достигать 20 дБ, и защита населения по ПДУ для средних уровней ЭМП РЧ защищать критическую инфраструктуру от воздействия импульсных ЭМП РЧ TDD уже не будет, так как вне зависимости от мощности излучения БС МС в режиме TDD радиусы ЗОЗ БС, рассчитываемые и контролируемые по средним уровням ЭМП РЧ TDD 5G, будут до 10 раз меньше значений требуемого пространственного разноса, способного обеспечить защиту ТС от их воздействия. Это соответствует увеличению площади ЗОЗ для ТС и объектов инфраструктуры до 100 раз по сравнению с площадью ЗОЗ для населения. Последствия подобного развития могут быть катастрофическими.

Также нужно принять во внимание, что импульсные сигналы не только более опасны для ТС, но и существенно более биоагрессивны: по ряду оценок – в 40–100 раз [9, 12]. В результате ограничение на использование режима TDD 5G и на характеристики излучений БС, реализующих этот режим с эквивалентной изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ) до 100 кВт [13] (что на 15–20 дБ превышает ЭИИМ БС 4G/5G в «традиционном» квазинепрерывном режиме FDD), будет определяться требованиями безопасности ТС и объектов критической инфраструктуры по отношению к воздействию импульсных ЭМП РЧ TDD. Соблюдение этих ограничений при определенных условиях может обеспечить также ЭМ безопасность населения.

Следовательно, принятую относительно узкую концепцию обеспечения ЭМ безопасности населения в условиях нарастающего ЭМ загрязнения среды обитания целесообразно расши-

рить ее обобщением на обеспечение ЭМ безопасности биосферы в целом, включая безопасность ее важнейших элементов – населения и техносферы. Защита техносферы – ТС и объектов, создаваемых и используемых человеком (и в первую очередь ТС и объектов критической инфраструктуры), – способна автоматически обеспечить и защиту населения. И здесь вышеупомянутый традиционный конфликт интересов [3, 4] теряет значение, поскольку нарушения работы ТС из-за воздействия ЭМП РЧ, в отличие от их вреда здоровью человека, объективны и воспроизводимы, что исключает их неадекватное толкование.

В [9] изложены и систематизированы основные предпосылки к созданию комплексной системы ЭМ защиты элементов биосферы от воздействия ЭМП РЧ современных и перспективных поколений МС. Цель исследований авторов – анализ этих предпосылок в интересах обоснования элементов концепции комплексной защиты ТС критической инфраструктуры и населения (как элементов биосферы, особо чувствительных к радиочастотному ЭМ загрязнению окружающей среды) от негативного воздействия ЭМП РЧ 4G/5G/6G.

Анализ проблем

Проанализируем проблемы, связанные с созданием комплексной системы ЭМ защиты элементов биосферы от воздействия ЭМП РЧ 5G.

1. Приведенные в [9] результаты экспериментальных оценок уровней электромагнитного фона (ЭМФ) и уровней ЭМП РЧ БС и АТ в радиосетях МС 4G/5G свидетельствуют о существенном усложнении ЭМО, создаваемой ими в местах с высокой плотностью населения:

a) на городских территориях средняя интенсивность ЭМФ, создаваемого совокупностью квазинепрерывных ЭМП РЧ, в среднем достигает 4–5 В/м, что в соответствии с принятыми критериями уже вызывает обеспокоенность (при таком среднем уровне ЭМФ неизбежно наличие локальных превышений его интенсивностью действующих ПДУ, как в [14]) и представляет опасность для функционирования ТС групп 1–4 классификации [7; 9, табл. 4];

b) наличие различий в ПДУ ЭМП РЧ для населения и ТС групп 1–5, обладающих наибольшей восприимчивостью к этим ЭМП, оказывается малосущественным в силу того, что средние уровни воздействующих ЭМП за пределами СЗЗ и ЗОЗ ниже ПДУ для населения, а ПДУ ЭМП РЧ для ТС определены с запасом, при котором реальные уровни ЭМП, вызывающие отказы ТС, на некоторый защитный интервал выше значения ПДУ, принятого для этих ТС;

c) там, где руководствуются рекомендациями [1], средние уровни ЭМП РЧ в отдельных местах достигают 20–40 В/м, импульсная компонента ЭМФ, создаваемого сетями 5G, может достигать 40–60 В/м [15], что представляет опасность как для населения (с учетом отдаленных последствий), так и для ТС групп 1–7.

2. Опасность ЭМП РЧ для населения и ТС установлена достаточно давно, созданы соответствующие системы защиты (до периода внедрения МС 4G/5G и начала широкого использования в МС режима TDD), достаточно эффективно эту защиту обеспечивающие:

a) система ЭМ защиты населения основана на санитарно-гигиенической паспортизации передающих радиотехнических объектов (ПРТО), включающих один или несколько радиопередатчиков (РЭС), работающих на одну или несколько антенн, расположенных на общей площадке (территории); в рамках данной системы определяются СЗЗ и ЗОЗ ПРТО и обеспечивается отсутствие в них людей;

b) эти системы эффективны в условиях преимущественно однослойного покрытия территории зонами обслуживания БС отдельной радиосети МС и опираются на «нетепловые» гигиенические нормативы ПДУ средних значений напряженности или плотности потока энергии (ППЭ) квазинепрерывных ЭМП РЧ систем беспроводного информационного обслуживания населения различными радиослужбами; они также обеспечивают достаточно эффективную защиту от воздействия ЭМП по порту корпуса большинства ТС (групп 4–6);

c) система защиты населения от импульсных ЭМП РЧ радиолокационных станций (РЛС) обзора пространства также основана на их санитарно-гигиенической паспортизации, но с учетом гигиенического нормирования ПДУ средних уровней импульсных ЭМП РЧ РЛС при краткосрочном облучении ими соответствующей точки пространства главным лепестком диаграммы направленности антенны (ДНА);

d) такие системы менее эффективно обеспечивают ЭМ защиту ТС от воздействия импульсных ЭМП РЧ РЛС по порту корпуса ТС, поскольку на границе СЗЗ и ЗОЗ напряженность этих ЭМП

в импульсе может достигать 100–200 В/м и более. Однако данная опасность в значительной мере компенсируется особенностями размещения РЛС сканирования пространства в особых местах (на удалении от городской застройки, объектов и сооружений, экранирующих маловысотное пространство у земной поверхности), ведомственными и корпоративными ограничениями на размещение ТС и объектов в окрестности РЛС, а также мерами по экранированию помещений объектов инфраструктуры от ЭМП РЛС;

e) система, ограничиваемая ЭМ защитой лишь РЭС, использующих ЭМП РЧ для радиосвязи и передачи данных и имеющих высокую восприимчивость к воздействию ЭМП РЧ по основным и побочным каналам приема, а также к нелинейным эффектам (интермодуляции, блокированию, перекрестным искажениям и т. п.), основана на строгом соблюдении требований Регламента радиосвязи [16] и многочисленных рекомендаций ITU-R, которые на защиту ТС от ЭМ воздействия по порту корпуса не распространяются;

f) системы защиты ТС от воздействия ЭМП РЧ по порту корпуса практически отсутствуют, поскольку, несмотря на существование стандартизованных ограничений на ПДУ этих воздействий в некоторых полосах частот [7; 9, табл. 4], данный параметр не является приоритетным и практически не контролируется при сертификационных испытаниях ТС.

3. Проблемы, ограничивающие применение действующих систем защиты населения и ТС, не являющихся РЭС с функцией радиоприема, от воздействия ЭМП РЧ МС 4G/5G/6G, состоят в следующем:

a) недооценка растущей опасности воздействия импульсных ЭМП РЧ МС 4G/5G/6G по порту корпуса большинства ТС, включая ТС критической инфраструктуры, и отсутствие нормативно-правовой базы определения и соблюдения семейства защитных зон (ЗЗ) и ЗОЗ вокруг БС МС, использующих режим TDD, для ТС различных групп классификации [7, 9];

b) отсутствие научно обоснованных гигиенических нормативов на ПДУ импульсных ЭМП РЧ TDD 5G в диапазонах частот FR1 и FR2 для населения. Результаты анализа расчетных средних ПДУ ЭМП РЧ импульсных РЛС за период обзора [9, табл. 2], соответствующие принятым гигиеническим нормативам и позволяющие косвенно судить о восприимчивости населения к воздействию импульсных ЭМП РЧ МС, свидетельствуют о том, что средние за период обзора расчетные ПДУ ЭМП РЛС составляют 0,11–0,19 мкВт/см^2 (0,64–0,85 В/м) для ПДУ ЭМП РЛС 25 мкВт/см^2 для облучения главным лепестком ДНА РЛС и, соответственно, 0,44–0,75 мкВт/см^2 (1,3–1,7 В/м) – для ПДУ ЭМП 100 мкВт/см^2. Это в 14–90 раз меньше принятого ПДУ квазинепрерывных ЭМП РЧ для населения (что близко к оценкам [12]). Однако, несмотря на сходную в первом приближении биоагрессивность импульсных ЭМП РЧ РЛС и БС TDD МС, «узаконенные» гигиенические нормативы воздействия последних на население и методики паспортизации соответствующих СЗЗ и ЗОЗ отсутствуют;

c) ПДУ воздействия ЭМП РЧ по корпусу оборудования для практически всех видов ТС определены только в отдельных достаточно узких полосах частот [7, 9], являющихся лишь частью диапазона FR1 5G (0,41–7,125 ГГц). В большинстве случаев они не распространяются на полосу частот n78 5G (3,3–3,8 ГГц), планируемую к использованию в сетях 5G TDD, где предлагаются БС с максимальными значениями ЭИИМ [13], а также на полосы частот n46, n77, n79, n102 и n104 5G, расширяющие область частот TDD до верхней границы диапазона FR1. Не установлены требования к ПДУ ЭМП РЧ ТС на полосы частот диапазона FR2 5G, освоение нижней части которого (24–30 ГГц) системами 5G TDD для сценариев с высокой плотностью населения носит приоритетный характер. Таким образом, требования действующих стандартов к восприимчивости ТС по отношению к воздействию ЭМП РЧ по порту корпуса нельзя признать адекватными условиям эксплуатации ТС в ЭМО, создаваемой излучениями систем МС 5G. Их соблюдение не гарантирует безотказного функционирования ТС хотя бы в силу того, что эти требования отсутствуют для большинства полос частот 5G;

d) нормирование ПДУ импульсных ЭМП РЧ МС для населения должно быть обеспечено соответствующими средствами контроля. Последние версии используемых широкополосных средств измерений (СИ) П3-41, П3-42 и других обеспечивают контроль лишь средних уровней ЭМП РЧ при чувствительности 0,26 мкВт/см^2 (1,0 В/м), что недостаточно:

– для контроля средних уровней импульсных ЭМП РЧ МС, соответствующих ожидаемым значениям их ПДУ; необходимая чувствительность ≤(0,1–0,2) В/м в бюджетных вариантах СИ может быть достигнута за счет многоканальности и/или сужения полос частот контроля до полос, выделенных для МС 5G [17];

– для контроля (мониторинга) мгновенных (пиковых) значений напряженности ЭМП РЧ TDD при контроле границ ЗЗ и ЗОЗ по ПДУ ЭМП РЧ для ТС различных групп, что требует соответствующего расширения их функциональности до уровня [18];

e) традиционная система защиты населения от ЭМП РЧ МС не учитывает вклада излучений АТ и периферийных устройств (ПУ) IoT, которые могут вносить существенный вклад в суммарную среднюю интенсивность ЭМФ в местах их пространственной концентрации, что подтверждается оценками [19, 20] и измерениями [21, 22];

f) применимость традиционного подхода к ЭМ защите населения на основе определения, соблюдения и контроля границ СЗЗ и ЗОЗ при многослойной иерархической структуре радиосетей 5G (конфигурация С сценария Dense Urban eMBB 5G в [19, 23]) вызывает сомнения, поскольку в связи с высокой территориальной плотностью БС (сотни БС/км^2) и положением зон обслуживания пико-БС второго слоя на территориях зон обслуживания микро-БС первого слоя, а также с возможным существенным различием в используемых полосах частот (что в будущем может сопровождаться различиями в ПДУ ЭМП РЧ ТС в этих полосах) определить конфигурацию СЗЗ и ЗОЗ крайне сложно;

g) применение традиционного подхода, основанного на определении СЗЗ, к защите населения от воздействия ЭМП РЧ МС внутри зданий, на объектах (супермаркеты, спортивные арены, хотспоты и т. п.), в общественном транспорте, где основной вклад в интенсивность ЭМФ вносят многочисленные внутренние источники помех, но должны учитываться и внешние ЭМП, встречает существенные трудности, связанные как с относительно большим количеством используемых пико- и фемто-БС (точек доступа) и необходимостью учета ЭМП внешних БС, так и с тем, что перспективные полосы частот n257–n263 диапазона СВЧ, предназначенные для применения в ограниченном пространстве, отведены для импульсного режима TDD, научно обоснованные гигиенические нормативы для которого отсутствуют.

4. Восприимчивость ТС к воздействиям ЭМП РЧ по порту корпуса не относится к числу приоритетных параметров ТС, и поэтому, как правило, не контролируется. Информация о фактической восприимчивости ТС к этим воздействиям и о ее соответствии требованиям стандартов отсутствует (это соответствие декларируется производителем ТС), что представляет опасность с учетом наблюдаемой тенденции к усложнению ЭМО, создаваемой излучениями МС, с расширением использования ЭМП РЧ TDD. Требования этих стандартов носят пессимистический характер и определены с запасом по отношению к уровню их реализуемости. Косвенно об этом свидетельствует то, что размеры ЗЗ и ЗОЗ для достаточно многочисленных ТС групп 1–4 превышают размеры СЗЗ и ЗОЗ для населения в странах, где ПДУ ЭМП РЧ находится в диапазоне 6,1–18,4 В/м, однако даже с учетом пик-фактора сигналов МС, достигающего 10–15 дБ, массового нарушения функционирования ТС групп 1–4 из-за воздействия ЭМП РЧ МС в традиционном режиме FDD не наблюдается. Тем не менее, по данным [24], в период с 01.01.2010 по 15.05.2020 в США зарегистрировано 16 304 случая инцидентов с медицинскими устройствами, связанных с ЭМП и ЭМС, что потенциально привело к 17 416 случаям травм и 170 случаям смерти в результате общих неисправностей медицинского оборудования. Поэтому при значительном возрастании мгновенных значений напряженности ЭМП РЧ МС при переходе к режиму TDD достаточность указанного запаса вызывает большие сомнения.

Оценка возможностей реализации комплексной системы электромагнитной защиты элементов биосферы от воздействия радиочастотных электромагнитных полей 5G в Республике Беларусь

В Беларуси создана и функционирует система ЭМ защиты населения от воздействия ЭМП РЧ, основные черты которой, согласно [25], соответствуют советско-российскому типу организации ЭМ защиты населения. Эта система основана на:

– государственном нормировании [11, 26] суммарных средних ПДУ квазинепрерывных ЭМП РЧ для населения 10 мкВт/см^2 (6 В/м) в диапазоне 0,3–300,0 ГГц с учетом опасности отдаленных последствий и «нетепловых» эффектов их воздействия на человеческий организм;

– единой методической основе расчета СЗЗ и ЗОЗ ПРТО [27] и контроля средних суммарных уровней ЭМП РЧ [11, приложение 10] в местах возможного присутствия людей, включая контроль расчетных границ СЗЗ и ЗОЗ;

– обязательной в соответствии с [11] санитарно-гигиенической паспортизации ПРТО, каждый из которых должен иметь санитарный паспорт, оформленный до начала его эксплуатации

и содержащий результаты расчетов распределения интенсивности (расчеты СЗЗ и ЗОЗ) и результаты измерений уровней ЭМП РЧ на прилегающей к ПРТО территории с соответствующими заключениями (согласованиями) органов госсанэпиднадзора, а также заключение этих органов о приемке ПРТО в эксплуатацию.

Важная роль в реализации этой системы принадлежит службе надзора за электросвязью, выполняющей большой объем работ по оформлению санитарных паспортов ПРТО и выдающей соответствующие разрешения на право использования радиочастотного спектра при эксплуатации РЭС гражданского назначения только при наличии заключений соответствующих территориальных центров гигиены и эпидемиологии по результатам экспертизы санитарных паспортов [28]. Внесение в ПРТО изменений (увеличение мощности излучений, изменение азимутов и углов наклона главных лепестков ДНА, а также другие изменения режимов работы входящих в ПРТО БС МС, ухудшающие ЭМО) должно согласовываться с органами санэпиднадзора и оформляться внесением изменений в санитарный паспорт ПРТО [11, п. 95].

Размещение базовых станций систем сотовой подвижной электросвязи и широкополосного беспроводного доступа на социально-значимых объектах (зданиях учреждений дошкольного, общего среднего образования, детских интернатных учреждений, организаций здравоохранения для детей, санаторно-курортных и оздоровительных организаций для детей, а также на территориях земельных участков данных объектов) должно осуществляться после проведения оценки риска возможного неблагоприятного влияния ЭМП на лиц, находящихся в указанных зданиях и на территориях их земельных участков [11, пп. 95, 29].

Принципиальным достоинством этой системы является ее межведомственный характер:

– Министерство здравоохранения Республики Беларусь и органы санэпиднадзора обеспечивают научно обоснованное нормирование ПДУ ЭМП РЧ для населения, утверждение (согласование) санитарных паспортов ПРТО и оформление заключений о приемке ПРТО в эксплуатацию;

– Министерство связи и информатизации Республики Беларусь совместно со службой надзора за электросвязью, обладающей полной информацией о размещении, составе и технических характеристиках всех РЭС ПРТО, оснащенной необходимыми СИ и квалифицированным персоналом для выполнения необходимого объема измерений уровней ЭМП РЧ на прилегающей к ПРТО территории, обеспечивают как оформление санитарных паспортов ПРТО с соответствующими заключениями органов санэпиднадзора, так и выдачу разрешений на право использования радиочастотного спектра при эксплуатации РЭС гражданского назначения (только при наличии вышеупомянутых заключений органов санэпиднадзора).

Данные особенности системы не только обеспечивают ее эффективность и надежность, но и допускают естественным образом расширение области ее применения на обеспечение ЭМ безопасности ТС и объектов критической инфраструктуры, расположенных в окрестности ПРТО. Для этого достаточно перейти к оформлению более общего «Паспорта ЭМ безопасности ПРТО», согласуемого органами санэпиднадзора и органами надзора за электросвязью и содержащего следующие разделы (излагаются в порядке обсуждения):

a) «Состав и характеристики ПРТО», содержит основные данные о характеристиках РЭС ПРТО, определяющих виды и распределение интенсивности излучаемых ими ЭМП РЧ в окружающем пространстве, и ситуационный план окрестности ПРТО, на котором нанесены все здания с указанием их этажности и назначения (жилое, общежитие, социально значимый объект с указанием типа, объект критической инфраструктуры с указанием типа и т. п.), а также точек размещения антенн ПРТО;

b) «Электромагнитная безопасность населения», содержит:

– при отсутствии в составе ПРТО источников импульсных ЭМП РЧ – результаты расчета СЗЗ и ЗОЗ ПРТО по методике [27] для принятого ПДУ квазинепрерывных ЭМП РЧ для населения 10 мкВт/см^2 (6 В/м) [11, приложение 5] с определением относительной суммарной средней интенсивности ЭМП в соответствии с [11, п. 9 приложения 1];

– при наличии в составе ПРТО, наряду с источниками квазинепрерывных ЭМП РЧ импульсных ЭМП РЧ, – результаты расчета СЗЗ и ЗОЗ ПРТО по методике [27] для принятого ПДУ квазинепрерывных ЭМП РЧ для населения 10 мкВт/см^2 (6 В/м), ПДУ импульсных сигналов РЛС 100 мкВт/см^2 [11, приложение 5] и требующего отдельного нормирования ПДУ для населения средних уровней импульсных ЭМП РЧ МС в режиме TDD;

c) «Электромагнитная безопасность технических средств и систем», содержит результаты расчета ЗЗ и ЗОЗ ПРТО для ТС критической инфраструктуры в соответствии с [11, пп. 4, 9 при-

ложения 1] для ПДУ ЭМП РЧ, принятых для различных групп ТС, используемых на объектах критической инфраструктуры, в соответствии с классификацией [7, 9];

d) «Испытания на электромагнитную безопасность», содержит:

– результаты контроля уровней ЭМП РЧ в различных точках окрестности ПРТО, подтверждающие непревышение установленных ПДУ для населения суммарными средними уровнями ЭМП РЧ ПРТО за пределами расчетных СЗЗ и ЗОЗ, а также непревышение установленных ПДУ для ТС различных групп мгновенными значениями уровней ЭМП РЧ за пределами расчетных ЗЗ и ЗОЗ для ТС объектов критической инфраструктуры;

– для ПРТО, в составе которых присутствуют РЭС-источники импульсных ЭМП РЧ, – результаты анализа возможного нарушения работы ТС различных групп в окрестности ПРТО при его опытной эксплуатации в период проведения измерений (контроля) уровней ЭМП РЧ в различных точках окружающего ПРТО пространства.

На рис. 1 приведены зависимости размеров ЗОЗ D_P для ТС от ПДУ ЭМП РЧ E_{MPL} при различных значениях ЭИИМ БС TDD P_e, на рис. 2 – расчетные ЗОЗ для ПДУ ЭМП ТС групп 2–5 [7, 9] и антенны Nokia AirScale MAA 64T64R 192 AE B42 200 W AEQA [13] 5G TDD с ЭИИМ ≥77,5 дБм (в «однолучевом» режиме). Анализ рисунков свидетельствует о том, что при типовых значениях импульсной ЭИИМ БС 10–100 кВт размеры ЗОЗ для наиболее многочисленных групп 4–5 ТС достигают 0,2–0,7 км, т. е. они заметно перекрывают зоны обслуживания БС МС на городских территориях. Это доказывает потенциальную опасность ЭМП таких БС для ТС групп 1–5 на всей территории с высокой плотностью населения, обслуживаемой системами МС с TDD.

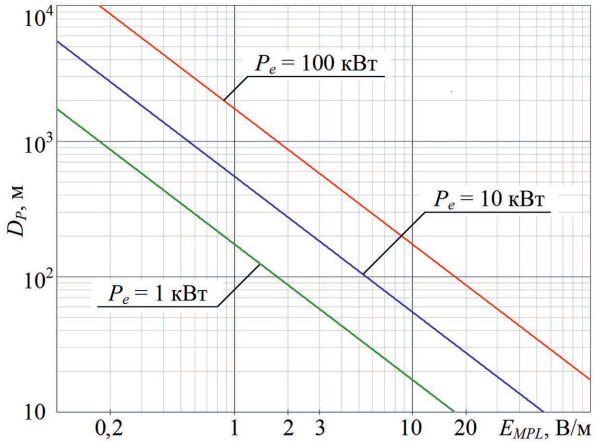


Рис. 1. Зависимости размеров D_P от предельно допустимого уровня электромагнитного поля E_{MPL} при различных P_e базовой станции TDD

Fig. 1. Dependence of D_P dimensions on the maximum permissible electromagnetic field level E_{MPL} for various base station P_e values in a TDD system

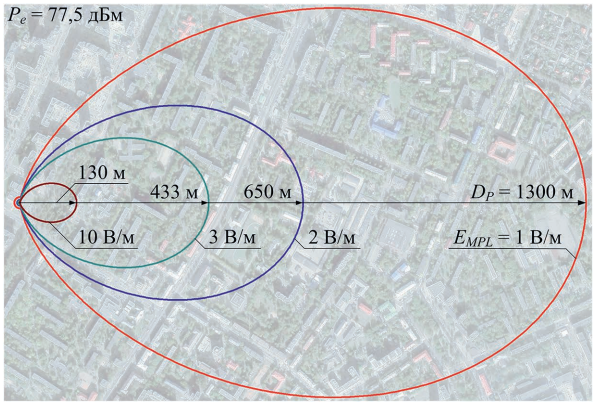


Рис. 2. Расчетные D_P для предельно допустимого уровня радиочастотного электромагнитного поля групп 2–5 технических средств и типовой секторной антенны базовой станции TDD 5G

Fig. 2. Estimated D_P for the maximum permissible level of radio frequency electromagnetic field of groups 2–5 of technical equipment and a typical sector antenna of a TDD 5G base station

Для технической реализации подобной межведомственной системы ЭМ паспортизации ПРТО необходимо принять временный гигиенический норматив ПДУ для населения средних уровней импульсных ЭМП РЧ МС в режиме TDD. Принимая во внимание аргументацию [7, 9, 12], этот норматив может быть установлен на уровне 0,25 мкВт/см^2 (1,00 В/м). Очевидно, что минимизация издержек от внедрения подобной системы паспортизации ПРТО требует полноценного научного обоснования критериев восприимчивости населения и ТС различных видов к воздействию импульсных ЭМП РЧ TDD, в частности:

– объективных исследований воздействия импульсных ЭМП РЧ TDD диапазонов FR1, FR2 на животных с последующей их экстраполяцией на человеческий организм по известным методикам и принятия научно обоснованного значения ПДУ этих ЭМП для населения;

– масштабных научных исследований воздействия этих ЭМП на ТС различных групп во всех полосах частот диапазонов FR1, FR2, отведенных для режима TDD, с обоснованием ПДУ мгно-

венных значений напряженности поля ЭМП РЧ МС, которые, возможно, окажутся более высокими (менее жесткими) по сравнению с принятыми в стандартах [9, табл. 4];

– введения обязательной сертификации ТС, предназначенных к использованию на объектах критической инфраструктуры, по параметрам их восприимчивости к воздействию ЭМП РЧ в диапазонах частот МС.

В предложенном виде система паспортизации способна решить первоочередные задачи защиты населения и объектов критической инфраструктуры от воздействия импульсных ЭМП РЧ активно внедряемых БС МС в режиме TDD. Однако рассмотренные дополнения в эту систему в перспективе, связанной с полномасштабным внедрением беспроводных систем и услуг 5G/6G, не обеспечат ее полной адекватности по отношению к ЭМО, создаваемой излучениями оборудования 5G в местах с высокой плотностью населения, в силу ряда обстоятельств, изложенных выше (раздел «Анализ проблем», пп. 3e, f, g):

a) при многослойном покрытии территории зонами обслуживания БС различных уровней при их высокой территориальной плотности (до сотен БС на 1 км^2 [19, 23]) выделить отдельные ПРТО и границы их окрестностей проблематично. В этих условиях представляется целесообразным перейти к оформлению паспортов ЭМ безопасности выделенных фрагментов городской застройки (кварталов, микрорайонов и т. п.) либо локальных территориально рассредоточенных комплексных объектов с расчетом «рельефа» интенсивности ЭМП РЧ и определением возможных СЗЗ, а также с мониторингом ЭМП РЧ на их территории;

b) излучения АТ и ПУ МС могут вносить значительный вклад в ЭМФ, создаваемый системами МС, сопоставимый со вкладом излучений БС (а в местах концентрации АТ и ПУ – определяющий вклад [19–22]), что требует внесения изменений в методическую базу расчетов интенсивности суммарных средних уровней ЭМП РЧ для населения. Попытка учета излучений АТ МС при анализе ЭМ безопасности социально значимых объектов сделана в методических указаниях [29]; их доработка и упрощение возможны с использованием методики и оценок вклада излучений АТ и ПУ МС в среднюю интенсивность ЭМФ, приведенных в [19, 20];

c) система не распространяется на ЭМ защиту людей и ТС в помещениях, где требуется учитывать и ЭМП РЧ фемто-БС, АТ и ПУ МС, распределенных по внутреннему пространству зданий, и ЭМП внешних БС. Для паспортизации ЭМ безопасности зданий необходимо разработать методики оценки средних уровней ЭМФ внутри помещений (это возможно на основе [30–32]), а также обеспечить контроль уровней ЭМФ в различных точках внутреннего пространства здания, подтверждающих безопасность присутствия людей и эксплуатации ТС в здании (что возможно с использованием СИ действующей системы мониторинга ЭМО).

Заключение

1. Актуальность создания комплексной системы электромагнитной защиты важнейших элементов биосферы (населения и технических средств объектов критической инфраструктуры) от воздействия радиочастотных электромагнитных полей 5G обусловлена расширяющимся использованием в системах 5G импульсного режима временного дуплекса TDD, поскольку в этом режиме мгновенные значения эквивалентной изотропной излучаемой мощности базовых станций на один-два порядка превышают таковую в традиционном квазинепрерывном режиме частотного дуплекса FDD, а биоагрессивность импульсных радиочастотных электромагнитных полей существенно выше биоагрессивности квазинепрерывных электромагнитных полей FDD.

2. Авторы выражают надежду, что приведенная в данной статье аргументация в сочетании с обзорной информацией [9] и оценками [7, 8] будет способствовать осознанию актуальности и необходимости оперативного решения проблемы безопасности радиочастотных электромагнитных полей TDD 5G для населения и многочисленных технических средств различного назначения, ее объективному анализу заинтересованными, организации необходимых исследований и разработок, а также принятию необходимых и эффективных решений, направленных на обеспечение безопасности населения и надежного беспомехового функционирования технических средств объектов критической инфраструктуры всех областей народного хозяйства и государственного управления в условиях постоянно усложняющейся электромагнитной обстановки, создаваемой излучениями оборудования систем мобильной связи 4G/5G/6G.

Список литературы / References

1. ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz) (2020) *Health Physics*. 118 (5), 483–524.
2. Hinrikus H. (2026) *Nonthermal Mechanism of Low-Level Microwave Effect on the Human Brain*. USA, CRC Press Publ.
3. 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.
4. Buchner K., Rivasi M. (2020) *The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: Conflicts of Interest, Corporate Capture and the Push for 5G*. https://www.michele-rivasi.eu/wp-content/uploads/2020/06/ICNIRP-rapport-FR-FINAL-JUIN-2020.pdf.
5. Grigoriev Yu. G., Grigoriev O. A. (2016) *Cellular Communications and Health: Electromagnetic Environment, Radiobiological and Hygienic Problems, Hazard Forecast*. Moscow, Economics Publ. (in Russian).
6. 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.
7. 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 (in Russian).
8. Mordachev V. I., Svistunou A. S., Sinkevich E. V. (2024) Electromagnetic Safety of 4G/5G Mobile Communications. *Doklady BGUIR*. 22 (2), 80–91 (in Russian).
9. 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).
10. GOST R 51317.2.5–2000 (IEC TS 61000-2-5:1995). *Electromagnetic Compatibility of Technical Equipment. Electromagnetic Environment. Classification of Electromagnetic Disturbances for Different Locations of Technical Equipment* (in Russian).
11. 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).
12. 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. *CONCEPCII*. 1 (41), 3–17 (in Russian).
13. *Nokia-airscale-5G-radio-description-datasheet-5g.pdf*. Available: https://1com.net/wp-content/uploads/2021/05/Nokia-airscale-5G-radio-description-datasheet-5g.pdf.
14. 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).
15. Loizeau N., Haas D., Zahner M., Fröhlich J., Stephan C., Gugler M., et al. (2026) Spatiotemporal Trends of Ambient Radiofrequency Electromagnetic Fields (RF-EMF) During the 5G Rollout in Switzerland. *Journal of Exposure Science & Environmental Epidemiology*.
16. Radio Regulations. *ITU, 2024*. Available: https://www.itu.int/pub/R-REG-RR.
17. Deprez K., Colussi L., Korkmaz E., Aerts S., Land D., Littel S., et al. (2023) Comparison of Low-Cost 5G Electromagnetic Field Sensors. *Sensors.* 23 (6).
18. *Narda Safety Test Solutions*. Available: https://www.narda-sts.com/en/applications/emf-safety/.
19. 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).
20. Mordachev V. (2024) Radiofrequency Electromagnetic Pollution of the Habitat Created by Mobile Communications. *Biology Bulletin*. 51 (11), 3481–3495.
21. Chiaraviglio L., Lodovisi C., Bartoletti S., Elzanaty A., Slim-Alouini M. (2024) Dominance of Smartphone Exposure in 5G Mobile Networks. *IEEE Tr. on Mob. Comp.* 23 (3), 2284–2302.
22. 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.* https://doi.org/10.1007 /s12243-026-01143-2.
23. Report ITU-R M.2412 (10/2017). *Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-2020*.
24. Silberberg L. (2020) An FDA Perspective on Medical Device EMC and Wireless. *U.S. Food and Drug Administration (FDA) Center for Devices and Radiological Health (CDRH)*.
25. Grigoriev O. A., Goshin M. E., Prokofyeva A. V., Alekseeva V. A. (2019) Features of National Policy in Approaches to Electromagnetic Field Safety of Radio Frequencies Radiation in Different Countries. *Hygiene & Sanitation*. 98 (11), 1184–1190 (in Russian).

26. Sanitary Norms, Rules and Hygienic Standards. Hygienic Requirements for the Installation and Operation of Cellular Communication Systems. *Approved by the Resolution of the Ministry of Health of the Republic of Belarus dated 01.02.2010 No 14* (in Russian).
27. Instructions for Use "Methods for Determining Levels of Electromagnetic Radiation Generated by Transmitting Radio-Technical Equipment Operating in the Radio Frequency Range". *Approved by the Deputy Minister of Health – Chief State Sanitary Doctor of the Republic of Belarus on April 29, 2013, Registration No 006-0413.*
28. Sanitary Passport of the Transmitting Radio Facility. *State Supervisory Department for Telecommunications of the Republic of Belarus*. https://sod.belgie.by/ru/services/sanpasport (in Russian).
29. Application Instructions. Estimation of Risk for Population Health from Electromagnetic Fields Created by Base Stations of Cellular Mobile Communications and Broadband Wireless Access. *Belarus Ministry of Health, No 093-0610, 2010* (in Russian).
30. Mordachev V. I. (2021) Characteristics of the Electromagnetic Environment Created by Radiations of User Equipment of ...4G/5G/6G Cellular (Mobile) Communications in Buildings. *Doklady BGUIR*. 19 (6), 42–50 (in Russian).
31. Mordachev V. I. (2023) Influence of the Heterogeneity of Spatial Distribution of Peripheral Radio Equipment of 4G/5G Networks on the Level of Electromagnetic Background Created in Buildings. *Doklady BGUIR*. 21 (2), 49–57 (in Russian).
32. Mordachev V. I. (2025) Radio Frequency Electromagnetic Background in 5G Hot Spots. *Doklady BGUIR*. 23 (4), 35–45. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-4-35-45 (in Russian).

Поступила 01.06.2026 Принята в печать 30.06.2026

Received: 1 June 2026 Accepted: 30 June 2026

Вклад авторов

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

Свистунов А. С. выполнил расчеты зон ограничения застройки для технических средств различных групп, участвовал в обсуждении аргументации, результатов и выводов исследований.

Authors' contribution

Mordachev V. substantiated and systematized the problems and opportunities 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 development restriction zones for the equipment of different groups, participated in the discussion of arguments, research results and conclusions.

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

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-15-23

УДК 539.234, 621.793

ВЛИЯНИЕ ТЕРМООБРАБОТКИ НА РЕЗИСТИВНЫЕ И СТРУКТУРНЫЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ОКСИДА ВАНАДИЯ

А. И. ЗАНЬКО[1], Д. А. КОТОВ[2], Я. А. СОЛОВЬЁВ[1], К. Т. ЛОГУНОВ[2], О. М. ЧЕРНАУСИК[2], Н. С. КОВАЛЬЧУК[1]

[1]ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (Минск, Республика Беларусь)
[2]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Исследовано влияние условий термообработки (отжига) в диапазоне 200–400 °С на удельное электрическое сопротивление, температурный коэффициент сопротивления, фазовый состав и структуру пленок оксида ванадия толщиной (100 ± 5) нм, нанесенных на окисленные кремниевые подложки методом импульсного магнетронного распыления. Установлено, что отжиг пленок при 200–275 °С в среде N_2 или O_2 позволяет формировать пленки с линейной зависимостью удельного сопротивления от температуры в интервале от 0,4 до 1,6 Ом·см с температурным коэффициентом сопротивления от –1,7 до –2,0 %/°С. Такие пленки могут быть использованы в микроболометрах с рабочим диапазоном температур 25–85 °С. Отжиг пленок при 400 °С в среде O_2 приводит к гистерезисной зависимости их удельного сопротивления от температуры в интервале от 0,9 до 2,9 Ом·см при абсолютной величине температурного коэффициента сопротивления 3,2–3,4 %/°С. Исследованные резистивные свойства определяются наличием и количественным соотношением кристаллических фаз VO_2, V_2O_5 и VO_x, образующихся в процессе отжига.

Ключевые слова: оксид ванадия, импульсное реактивное магнетронное распыление, отжиг, удельное сопротивление, температурный коэффициент сопротивления.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Авторы благодарят проф. В. Е. Борисенко и канд. физ.-мат. наук Л. А. Власукову за полезное обсуждение и критические замечания по статье.

Для цитирования. Влияние термообработки на резистивные и структурные свойства пленок оксида ванадия / А. И. Занько [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 15–23. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-15-23.

EFFECT OF HEAT TREATMENT ON THE RESISTIVE AND STRUCTURAL PROPERTIES OF VANADIUM OXIDE FILMS

ANDREI ZANKA[1], DMITRY KOTOV[2], JAROSLAV SOLOVJOV[1], KONSTANTIN LOGUNOV[2], OLGA CHARNAVUSIK[2], NATALIA KOVALCHUK[1]

[1]JSC "INTEGRAL" – Manager Holding Company "INTEGRAL" (Minsk, Republic of Belarus)
[2]Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The effect of heat treatment (annealing) conditions in the range of 200–400 °C on the electrical resistivity, temperature coefficient of resistance, phase composition and structure of vanadium oxide films with a thickness of (100 ± 5) nm deposited on oxidized silicon substrates by pulsed magnetron sputtering has been studied. It has been found that annealing films at 200–275 °C in an environment of N_2 or O_2 makes it possible to form films with a linear dependence of resistivity on temperature in the range from 0.4 to 1.6 Ohm·cm with a temperature coefficient of resistance from –1.7 to –2.0 %/°C. Such films can be used in microbolometers with an operating temperature range of 25–85 °C. Annealing of films at 400 °C in an O_2 medium leads to a hysteresis dependence of their resistivity on temperature in the range from 0.9 to 2.9 Ohm·cm, with an absolute value of the temperature coefficient of resistance of 3.2–3.4 %/°C. The studied resistive properties are determined by the presence and quantitative ratio of the crystalline phases VO_2, V_2O_5, and VO_x formed during annealing.

Keywords: vanadium oxide, pulsed reactive magnetron sputtering, annealing, resistivity, temperature coefficient of resistance.

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

Gratitude. The authors acknowledge Professor V. E. Borisenko and Cand. of Sci. (Phys. and Math.) L. A. Vlasukova for a useful discussion and critical comments on the paper.

For citation. Zanka A., Kotov D., Solovjov Ja., Logunov K., Charnavusik O., Kovalchuk N. (2026) Effect of Heat Treatment on the Resistive and Structural Properties of Vanadium Oxide Films. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 15–23. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-15-23 (in Russian).

Введение

Оксид ванадия, обладая удельным электрическим сопротивлением ρ от 0,1 до 10,0 Ом·см при комнатной температуре и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) в диапазоне от –2 до –3 %/°С, является перспективным материалом и используется в виде пленок в инфракрасных болометрических системах [1, 2]. Такие пленки могут быть получены различными методами, включая термическое окисление металлических пленок ванадия [3], импульсное лазерное осаждение [4], золь-гель-технологию [5], ионно-лучевое распыление [6] и магнетронное распыление [7]. Среди этих методов магнетронное распыление выделяется высокой скоростью нанесения материала, воспроизводимостью параметров пленок и возможностью их формирования при относительно низких температурах. Эти преимущества делают ванадий предпочтительным для создания микроэлектромеханических систем и интегральных схем на основе кремниевых комплементарных структур металл/оксид/полупроводник (КМОП-технология) [8].

Современные модификации метода магнетронного распыления [9] позволяют получать тонкие пленки металлов, оксидов, нитридов и сложных керамических материалов с заданными свойствами в рамках классической технологии изготовления интегральных микросхем. Ванадий в соединении с кислородом способен образовывать несколько фазовых состояний, каждое из которых характеризуется различными кристаллографическими, магнитными, оптическими и электрическими свойствами [10]. При условии регулирования фазового и структурного составов пленки оксида ванадия возможно целенаправленное управление его электрофизическими характеристиками, такими как ТКС и ρ. По опубликованным данным, пленки оксида ванадия, полученные методом магнетронного распыления при температурах, близких к комнатной, демонстрируют ТКС при абсолютной величине более 2 %/°С [11–13]. Однако в процессе производства болометрических датчиков после нанесения пленки оксида ванадия проводится еще ряд термообработок, что из-за низкой термостабильности оксидов ванадия приводит к кристаллизации и дальнейшему окислению материала пленок и, соответственно, к неконтролируемому изменению их электрических характеристик. Для стабилизации требуемых свойств оксида ванадия возможно использовать их отжиг при 200–600 °С [14–16], однако закономерности происходящих при этом фазовых и структурных изменений остаются малоизученными.

В статье представлены результаты исследования влияния условий формирования пленок оксида ванадия магнетронным распылением и режимов отжига на электрофизические и структурно-фазовые свойства полученных пленок. Определены оптимальные условия отжига пленок оксида ванадия для использования в качестве термочувствительных элементов микроболометров.

Методика проведения эксперимента

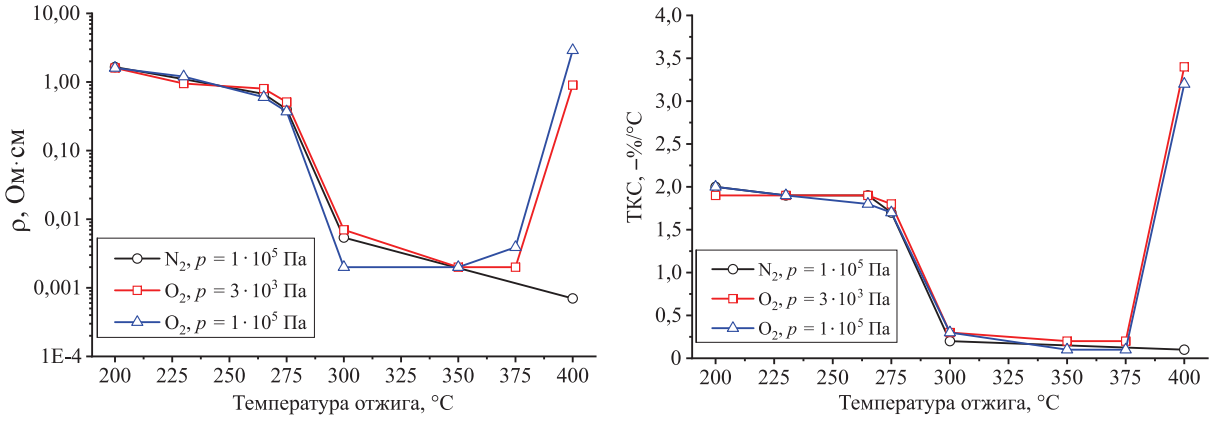
Пленки оксида ванадия наносили методом импульсного реактивного магнетронного распыления мишени ванадия (чистота 99,5 %) в среде аргона (Ar) и кислорода (O_2) на пластины монокристаллического кремния КДБ-10 (100) диаметром 100–200 мм с термически выращенными на их поверхности слоями диоксида кремния (SiO_2) толщиной от 100 до 500 нм. Перед началом осаждения пленок реакционную камеру откачивали до давления менее $8 \cdot 10^{-6}$ Па. Рабочее давление в камере составляло 0,6 Па и достигалось путем напуска газовой смеси с соотношением $Ar/O_2 = 6$. Мощность магнетронного разряда составляла 300 Вт, частота следования отрицательных импульсов – 20 кГц, а длительность положительных импульсов – 1 мкс. Температуру подложек в процессе нанесения поддерживали на уровне 50 °С. Осажденные пленки имели толщину (100 ± 5) нм.

Отжиг пленок осуществляли при 200–400 °С в среде азота (N_2) или кислорода (O_2) при атмосферном давлении, а также в среде O_2 при давлении, пониженном до $3 \cdot 10^3$ Па. Нагрев образцов проводили со скоростью 7 °С/мин до заданной температуры, после чего образцы выдерживались при этой температуре в течение 10 мин, затем они 30–50 мин охлаждались до комнатной температуры. На отожженных пленках четырехзондовым методом измеряли их слоевое сопротивление при 25 °С, умножая которое на толщину пленки получали ρ материала пленки. ТКС рассчитывали по аналогичной процедуре для образцов, последовательно нагреваемых от 25 до 85 °С с шагом 5 °С.

Структуру пленок исследовали с использованием рентгеноструктурного анализа на дифрактометре, а фазовый состав – методом спектроскопии комбинационного рассеяния (КР) света на Рамановском микроскопе с длиной волны лазерного излучения 633,0 нм при мощности 1,5 мВт. Спектры КР регистрировали при комнатной температуре в диапазоне волновых чисел от 100 до 1100 $см^{-1}$. Морфологию поверхности пленок исследовали с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ) и атомно-силового микроскопа (АСМ). Средний размер зерен определяли по РЭМ-изображениям. Шероховатость пленок оценивали по среднеарифметическому отклонению профиля поверхности (Ra), автоматически определяемому программным комплексом АСМ при построении 3D-изображения поверхности образца.

Результаты исследований и их обсуждение

Средние значения ρ и ТКС осажденных пленок составляли 3 Ом·см и –2,1 %/°С соответственно. При отжиге образцов в азоте наблюдали последовательное уменьшение значений ρ и ТКС с ростом температуры отжига, тогда как для образцов, отожженных в кислороде, с повышением температуры отжига эти параметры сначала уменьшались, а затем увеличивались (рис. 1).



a *b*

Рис. 1. Зависимость удельного электрического сопротивления (*a*) и температурного коэффициента сопротивления (*b*) пленок оксида ванадия от температуры отжига в N_2 и O_2

Fig. 1. Dependence of the electrical resistivity (*a*) and the temperature coefficient of resistance (*b*) of vanadium oxide films on the annealing temperature in N_2 and O_2

Отжиг образцов при температурах до 375 °С как в N_2, так и в O_2 приводит к значительному снижению величин ρ и ТКС. В диапазоне от 200 до 275 °С ρ уменьшается с 1,6 до 0,4 Ом·см, а абсолютное значение ТКС – с 2,0 до 1,7 %/°С. Такие величины параметров остаются приемлемыми для эффективной работы микроболометров. При дальнейшем повышении температуры отжига от 300 до 375 °С значения ρ и абсолютное значение ТКС уменьшаются до менее 0,01 Ом·см и –0,5 %/°С соответственно. Пленки с такими параметрами уже не пригодны для создания эффективных терморезисторов. Образцы после отжига при 400 °С в N_2 демонстрируют дальнейшее снижение ρ до значений 0,001 Ом·см, а ТКС для них составляет –0,3 %/°С. С другой стороны, после отжига при 400 °С в кислороде при атмосферном и пониженном давлении наблюдается рост ρ до 2,9 и 0,9 Ом·см и ТКС до –3,2 и –3,4 %/°С соответственно. Для таких пленок оксида ванадия при температурах в диапазоне 55–75 °С наблюдается гистерезисная зависимость ρ(*T*)

с изменением величины ρ на два порядка (рис. 2), что существенно ограничивает диапазон рабочих температур терморезистора. Стрелками на рис. 2 показано изменение ρ при повышении и снижении температуры пленки.

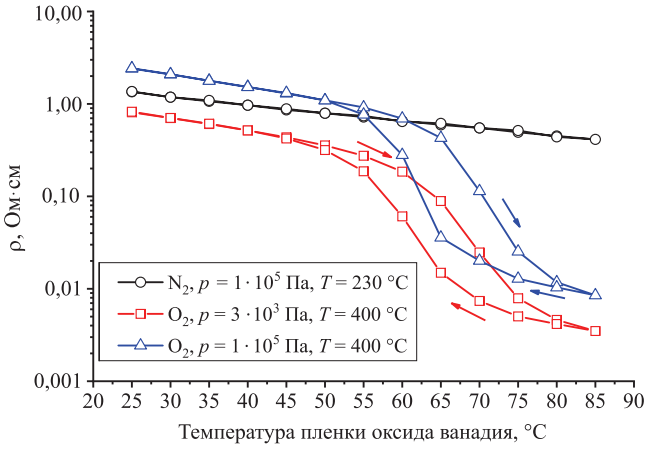


Рис. 2. Зависимость удельного электрического сопротивления пленок оксида ванадия, отожженных в N_2 и O_2, от температуры измерения
Fig. 2. Dependence of the electrical resistivity of vanadium oxide films annealed in N_2 and O_2 on the measurement temperature

Пленки с гистерезисной зависимостью ρ(*T*) могут применяться в микроболометрах при условии их термостабилизации, например, с использованием элементов Пельтье. В проводимом исследовании ТКС рассчитывали на линейных участках зависимости ρ(*T*) в логарифмическом масштабе для диапазона температур от 25 до 55 °С. Коэффициент достоверности аппроксимации составил 0,988. Полученная гистерезисная зависимость ρ(*T*) характерна для пленок оксида ванадия и согласуется с данными [17, 18]. Таким образом, можно выделить два температурных диапазона отжига, обеспечивающих значения ρ и ТКС материала пленок, необходимые для создания эффективного термочувствительного резистора:

– пленки, отожженные при температурах 200–275 °С как в азоте, так и в кислороде, не проявляют гистерезиса и могут работать в микроболометрах во всем заданном диапазоне температур (от 25 до 85 °С);

– пленки, отожженные при 400 °С в среде O_2, проявляют гистерезис ρ(*T*) при повышенных температурах и пригодны для работы только в ограниченном диапазоне температур (до 55 °С).

Следует отметить, что пленки, отожженные в O_2 при пониженном давлении, имеют ТКС на 6 % больше по сравнению с пленками, отожженными в O_2 при атмосферном давлении.

На рис. 3 показаны рентгенограммы (РГ) исходных пленок, а также пленок, подвергнутых отжигу при 230 и 300 °С в среде N_2. Интенсивные пики в области θ = 53°–55° на РГ-спектрах соответствуют кремниевой подложке. На спектрах пленок, не прошедших отжиг, и пленок после отжига при 230 °С отсутствуют полосы, которые могли бы свидетельствовать о наличии кристаллических фаз, т. е. данные пленки являются рентгеноаморфными. После отжига при 400 °С на спектрах появляются пики при 26°, 27°, 39° и 43°, соответствующие фазе VO_2 [17–19]. Пик при 2θ = 26° частично перекрывается более интенсивным пиком при 27°. Широкий низкоинтенсивный пик при 2θ = 30° может быть отнесен к кристаллическим фазам V_3O_7, V_6O_{13} или V_2O_5 [19]. Наблюдаемые структурные изменения свидетельствуют о кристаллизации пленок при отжиге, что коррелирует с уменьшением ρ и ТКС (рис. 1).

Более детально влияние отжига на фазовый состав пленок оксида ванадия прослеживается по результатам исследования изготовленных образцов методом спектроскопии КР света. На рис. 4 представлены спектры КР неотожженной пленки оксида ванадия и пленок после отжига в N_2: рис. 4, *a* – в режимах: 1 – без отжига; 2, 3, 4 – $T_{отж}$ соответственно 230, 275 и 300 °С при $p = 1 \cdot 10^5$ Па, и в O_2: рис. 4, *b* – в режимах: 1 – $T_{отж} = 275$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па; 2 – $T_{отж} = 300$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па; 3 – $T_{отж} = 350$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па; 4 – $T_{отж} = 400$ °С, $p = 3 \cdot 10^3$ Па; 5 – $T_{отж} = 400$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па.

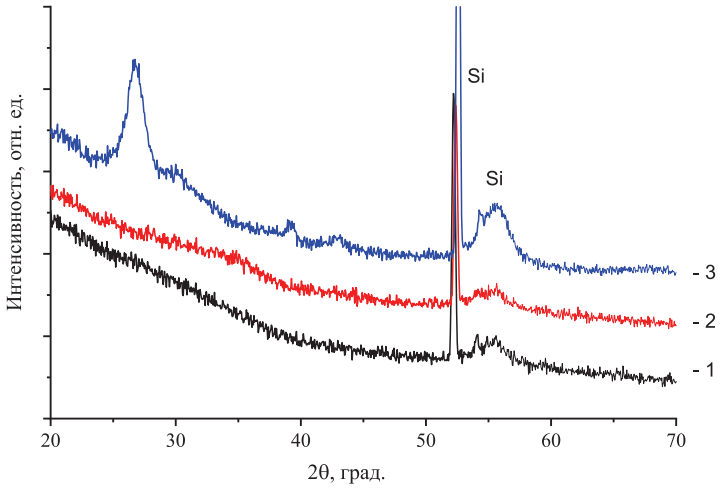
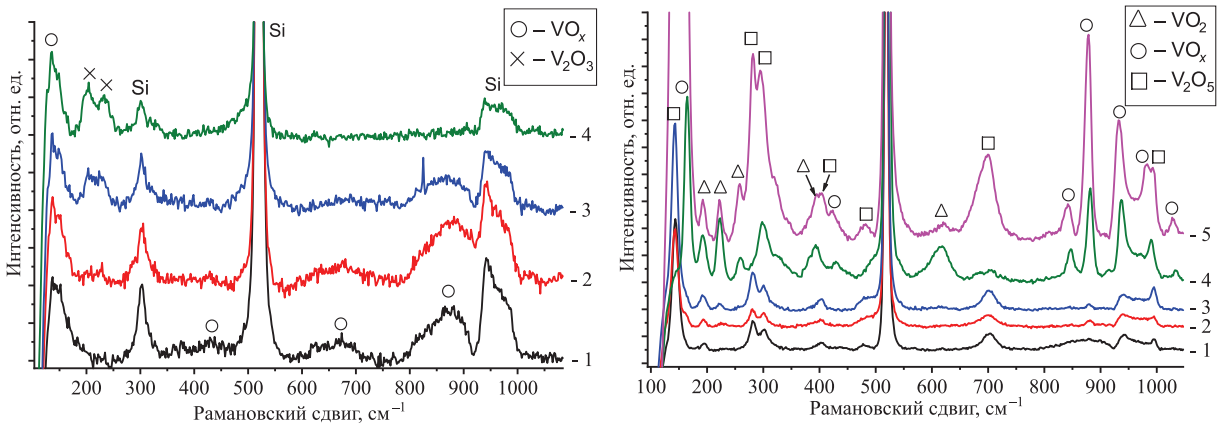


Рис. 3. Рентгенограммы пленок оксида ванадия: 1 – без отжига;
2 – отжиг при 230 °С и $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2; 3 – отжиг при 400 °С и $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2
Fig. 3. X-ray diffraction patterns of vanadium oxide films: 1 – without annealing;
2 – annealing at 230 °C and $p = 1 \cdot 10^5$ Pa in N_2; 3 – annealing at 400 °C and $p = 1 \cdot 10^5$ Pa in N_2



a *b*

Рис. 4. Спектры комбинационного рассеяния света неотожженной пленки оксида ванадия
и пленок после отжига в N_2 (*a*) и O_2 (*b*)
Fig. 4. Raman spectra of an as-deposited vanadium oxide film
and films after annealing in N_2 (*a*) and O_2 (*b*)

На рис. 4, *a* полосы при 303, 520 и 940–980 $см^{-1}$, характерные для всех спектров КР, соответствуют сигналу от кремниевой подложки. А полосы с максимумами при 152, 420, 670 и 880 $см^{-1}$ в спектре образца с исходной пленкой оксида ванадия можно приписать наличию дополнительных фаз, отличных от оксидов V_2O_3, VO_2 и V_2O_5, которые обозначают как VO_x [20, 21]. Низкая интенсивность и значительная ширина полос при 420, 670 и 880 $см^{-1}$ указывают на аморфный характер пленки [22, 23], что коррелирует с данными рентгеновского исследования. Отжиг в азоте при 275 °С приводит к уменьшению интенсивности полос 420, 670 и 880 $см^{-1}$, а после отжига при 300 °С они полностью исчезают. Это свидетельствует о значительном уменьшении концентрации фаз VO_x в пленке. Одновременно в спектрах появляются новые полосы при 204 и 233 $см^{-1}$, которые можно отнести к фазе V_2O_3 [21, 24]. Таким образом, из анализа данных КР можно заключить, что пленки после отжига в среде N_2 претерпевают структурные изменения, выражающиеся в перераспределении валентных состояний атомов ванадия.

Как видно из рис. 4, *b*, отжиг в O_2 приводит к более значительным изменениям в спектрах КР по сравнению с отжигом в N_2. В спектре образца после отжига при 275 °С и $p = 1 \cdot 10^5$ Па появляются полосы при 143, 281, 302, 404, 478, 701, 995 $см^{-1}$, которые соответствуют фазе V_2O_5. Также наблюдается низкоинтенсивная полоса при 195 $см^{-1}$, связанная с фазой VO_2 [24], и широ-

кая полоса при 880 $см^{-1}$, характерная для VO_x. Формирование высшего оксида V_2O_5 при относительно низкой температуре отжига в среде O_2 объясняется низкой энергией его образования по сравнению с другими фазами, такими как VO_2 или V_2O_3 [10, 25]. В спектрах образцов после отжига при 300–350 °С интенсивность большинства полос увеличивается, а интенсивность полосы при 880 $см^{-1}$ существенно уменьшается, что указывает на увеличение в пленках доли кристаллических фаз VO_2 и V_2O_5. В спектре образца после отжига при 400 °С для пониженного давления O_2 появляются достаточно интенсивные полосы при 192, 222, 260, 393, 618 $см^{-1}$, характерные для кристаллической фазы VO_2 [20, 21, 24]. Одновременно наблюдаются полосы при 165, 423, 841, 880, 932, 983 и 1030 $см^{-1}$, что указывает на образование и рост концентрации фаз VO_x. Появление набора полос при 841, 880, 932 $см^{-1}$ вместо характерной для исходной пленки полосы при 880 $см^{-1}$ свидетельствует о переходе пленки из аморфного в поликристаллическое состояние. Отжиг при 400 °С при атмосферном давлении O_2 повышает концентрацию фазы V_2O_5 в пленке, что проявляется в увеличении интенсивности характерных полос на спектрах КР. В спектре пленки, отожженной в этих условиях, отмечается также рост интенсивности сигнала от фаз VO_x в диапазоне 800–1000 $см^{-1}$.

Следует отметить, что интенсивность полосы при 618 $см^{-1}$, характерной для фазы VO_2, и, следовательно, уровень концентрации данной фазы максимальны в случае пленки, отожженной в O_2 при пониженном давлении (рис. 4, *b*, кривая 4), что согласуется с увеличением значения ТКС, как показано на рис. 1, *b*. В спектре пленки после отжига в O_2 при атмосферном давлении интенсивность сигнала от фазы V_2O_5 значительно выше, чем в случае отжига при пониженном давлении. Это приводит к бóльшим значениям ρ (рис. 1, *a*). Таким образом, оптимальным является отжиг в O_2 при пониженном давлении, позволяющий увеличить концентрацию кристаллической фазы VO_2, подавить образование фазы V_2O_5 и в результате получить пленки со сравнительно высоким ТКС и меньшим ρ.

На рис. 5 показаны РЭМ- и АСМ-изображения пленок оксида ванадия после отжигов в различных режимах: *a* – РЭМ, без отжига; *b* – РЭМ, $T_{отж} = 230$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2; *c* – РЭМ, $T_{отж} = 300$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2; *d* – АСМ, без отжига; *e* – АСМ, $T_{отж} = 230$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2; *f* – АСМ, $T_{отж} = 300$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в N_2; *g* – РЭМ, $T_{отж} = 350$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в O_2; *h* – РЭМ, $T_{отж} = 400$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в O_2; *i* – РЭМ, $T_{отж} = 400$ °С, $p = 3 \cdot 10^3$ Па в O_2; *k* – АСМ, $T_{отж} = 350$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в O_2; *m* – АСМ, $T_{отж} = 400$ °С, $p = 1 \cdot 10^5$ Па в O_2; *n* – АСМ, $T_{отж} = 400$ °С, $p = 1 \cdot 10^3$ Па в O_2. Морфология поверхности пленок варьируется в зависимости от условий отжига. Это обусловлено многокомпонентным составом пленок, включающим несколько фаз оксидов ванадия, каждая из которых характеризуется индивидуальной пространственной размерностью. Исходные пленки являются преимущественно аморфными с кристаллическими включениями. После отжига в N_2 или O_2 при температуре до 230 °С морфология поверхности существенно не меняется, что согласуется с данными РГ- и КР-исследований (на рис. 5 не показано). После отжига в N_2 при 230 °С в пленках формируются зерна округлой формы со средним размером около 8 нм, при этом шероховатость поверхности Ra = 0,9 нм (рис. 5, *c*). Повышение температуры отжига до 300 °С приводит к увеличению размера зерен до 11–13 нм при практически неизменной шероховатости.

Отжиг в O_2 приводит к значительным изменениям морфологии поверхности пленок оксида ванадия. С повышением температуры отжига при атмосферном давлении размер зерен увеличивается с 8 до 28 нм, а Ra – с 0,9 до 3,6 нм. При этом зерна приобретают выраженную округлую форму. Отжиг в O_2 при пониженном давлении приводит к формированию более крупных округлых и продолговатых зерен, чем при атмосферном давлении. Так, после отжига при 400 °С при пониженном давлении O_2 средний размер зерен достигает 47 нм, а Ra = 4,2 нм. Следует отметить, что увеличение размера зерен и шероховатости Ra с повышением температуры отжига коррелирует с ростом интенсивности полос от кристаллических фаз оксидов ванадия на спектрах КР, что связано с увеличением доли кристаллических фаз в пленках.

Заключение

Результаты проведенного исследования демонстрируют возможность управления свойствами пленок оксида ванадия путем выбора оптимальных условий отжига. Показано, что отжиг в азоте или кислороде при 200–275 °С обеспечивает формирование пленок, удельное электрическое сопротивление которых варьируется от 0,4 до 1,6 Ом·см, а температурный коэффициент сопро-

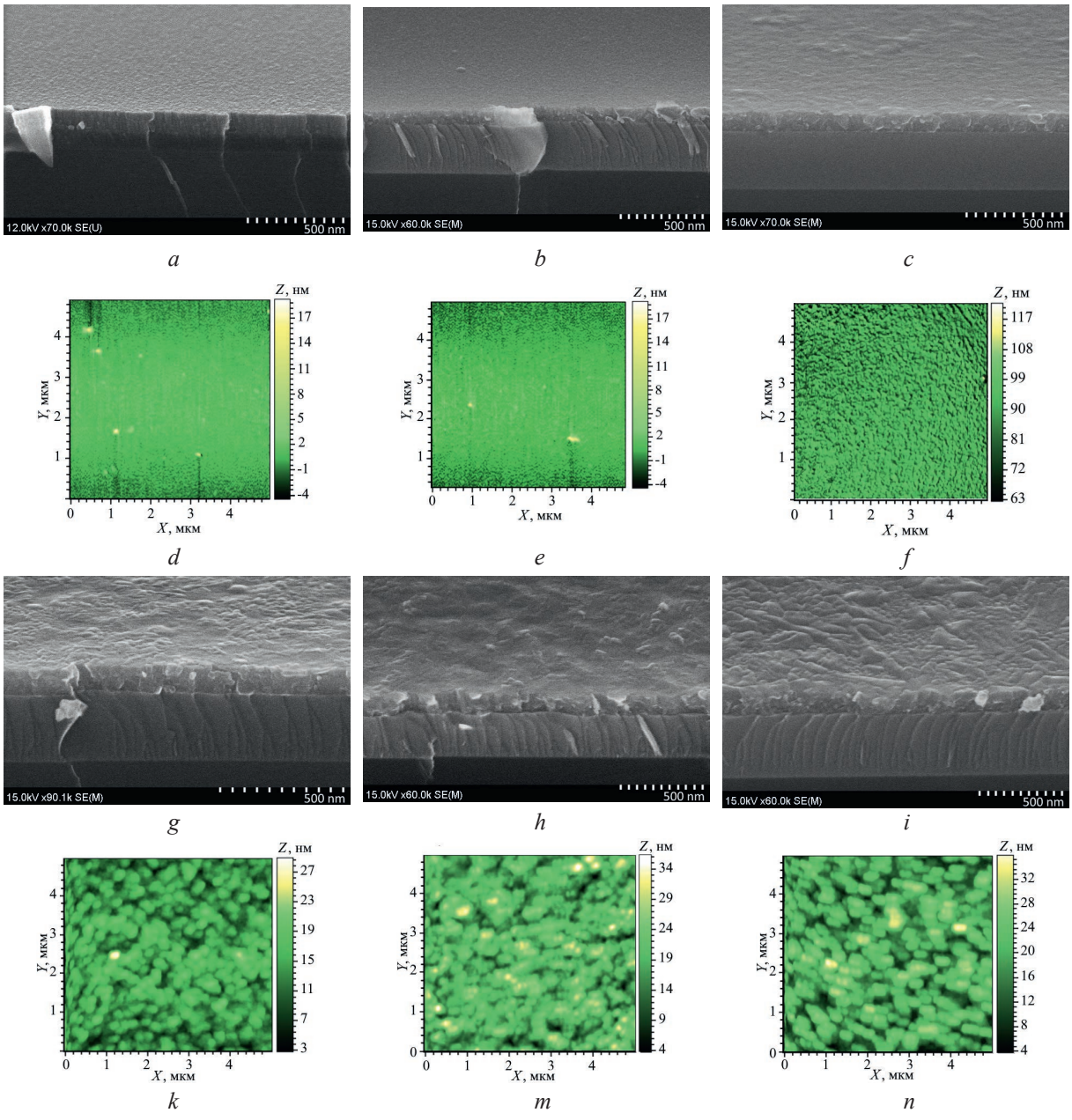


Рис. 5. Изображения на растрово-электронном и атомно-силовом микроскопах сколов и поверхностей пленок оксида ванадия до и после их отжига в O_2 и N_2 при различных режимах
Fig. 5. Scanning electron and atomic force microscopy images of fracture surfaces and surfaces of vanadium oxide films before and after annealing in O_2 and N_2 under various conditions.

тивления находится в диапазоне от –1,7 до –2,0 %/°С. Пленки с такими параметрами пригодны для использования в микроболометрах с рабочим диапазоном температур 25–85 °С. В целом резистивные свойства отожженных пленок оксида ванадия определяются присутствием в них кристаллических фаз VO_2, V_2O_5 и VO_x, образующихся в процессе отжига.

Список литературы / References

1. Liu K., Lee S., Yang S., Delaire O., Wu J. (2018) Recent Progresses on Physics and Applications of Vanadium Dioxide. *Materials Today*. 21 (8), 875–896. DOI: 10.1016/j.mattod.2018.03.029.
2. Niklaus F., Vieider C., Jakobsen H. (2007) MEMS-Based Uncooled Infrared Bolometer Arrays – A Review. *MEMS/MOEMS Technologies and Applications III*. DOI: 10.1117/12.755128.
3. Rampelberg G., De Schutter B., Devulder W., Martens K., Radu I., Detavernier C. (2015) In-Situ X-Ray Diffraction Study of the Controlled Oxidation and Reduction in the V-O System for the Synthesis of VO_2 and V_2O_3 Thin Films. *Journal of Materials Chemistry C*. 3 (43), 11357–11365. DOI: 10.1039/c5tc02553b.

4. Rajendra Kumar R. T., Karunagaran B., Mangalaraj D., Narayandass S. K., Manoravi P., Joseph M., et al. (2003) Pulsed Laser Deposited Vanadium Oxide Thin Films for Uncooled Infrared Detectors. *Sensors and Actuators A*: *Physical*. 107 (1), 62–67. DOI: 10.1016/S0924-4247(03)00233-4.
5. Grayli S. V., Leach G. W., Bahreyni B. (2018) Sol-Gel Deposition and Characterization of Vanadium Pentoxide Thin Films with High TCR. *Sensors and Actuators A*: *Physical*. 279, 630–637. DOI: 10.1016/j.sna.2018.07.002.
6. Wang B., Lai J., Li H., Hu H., Chen S. (2013) Nanostructured Vanadium Oxide Thin Film with High TCR at Room Temperature for Microbolometer. *Infrared Physics & Technology*. 57 (8), 8–13. DOI: 10.1016/j.infrared.2012.10.006.
7. Gauntt B. D., Dickey E. C., Horn M. W. (2009) Stoichiometry and Microstructural Effects on Electrical Conduction in Pulsed DC Sputtered Vanadium Oxide Thin Films. *J. Mater. Res*. 24 (4), 1590–1599. DOI: 10.1557/jmr.2009.0183.
8. Nguen T. D., Zanko A. I., Golosov D. A., Zavadski S. M., Melnikov S. N., Kolos V. V., et al. (2021) Influence of Annealing on Structure, Phase and Electrophysical Properties of Vanadium Oxide Films. *Doklady BGUIR*. 19 (3), 22–30. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-3-22-30 (in Russian).
9. Gudmundsson J. T. (2020) Physics and Technology of Magnetron Sputtering Discharges. *Plasma Sources Sci. Technol*. 29. DOI: 10.1088/1361-6595/abb7bd.
10. Hu P., Hu P., Vu T. D., Li M., Wang S., Ke Y., et al. (2023) Vanadium Oxide: Phase Diagrams, Structures, Synthesis, and Applications. *Chem. Rev*.123, 4353–4415. DOI: 10.1021/acs.chemrev.2c00546.
11. Venkatasubramanian C., Cabarcos O. M., Drawl W. R., Allara D. L., Ashok S., Horn M. W., et al. (2011) Process-Structure-Property Correlations in Pulsed DC Reactive Magnetron Sputtered Vanadium Oxide Thin Films. *J. Vac. Sci. Technol. A*. 29 (6). DOI: 10.1116/1.3636372.
12. Basantani H. A., Kozlowski S., Lee M.-Y., Li J., Dickey E. C., Jackson T. N., et al. (2012) Enhanced Electrical and Noise Properties of Nanocomposite Vanadium Oxide Thin Films by Reactive Pulsed-DC Magnetron Sputtering. *Appl. Phys. Lett*. 100 (26). DOI: 10.1063/1.4731240.
13. Smith E. M., Ginn J. C., Warren A. P., Long C. J., Panjwani D., Peale R. E., et al. (2014) Bolometer Array Using a High TCR VO_x-Au Film. *Infrared Technology and Applications XL*. DOI: 10.1117/12.2050434.
14. Rampelberg G., De Schutter B., Devulder W., Martens K., Radu I., Detavernier C. (2015) In-Situ X-Ray Diffraction Study of the Controlled Oxidation and Reduction in the V-O System for the Synthesis of VO_2 and V_2O_3 Thin Films. *J. Mater. Chem. C*. 3, 11357–11365. DOI: 10.1039/c5tc02553b.
15. Liu Y., Liu J., Li Y., Wang D., Ren L., Zou K. (2016) Effect of Annealing Temperature on the Structure and Properties of Vanadium Oxide Films. *Opt. Mater. Express*. 6 (5), 552–1560. DOI: 10.1364/ome.6.001552.
16. Allabergenov B., Yun S., Cho Hui-Sup, Lyu Hong-Kun, Choi B. (2021) Control of Polymorphic Properties of Multivalent Vanadium Oxide Thin Films. *ACP Appl. Electron. Mater*. 3 (3), 1142–1150. DOI: 10.1021/acsaelm.0c01010.
17. Yamaguchi I., Manabe T., Tsuchiya T., Nakajima T., Sohma M., Kumagai T. (2008) Preparation and Characterization of Epitaxial VO_2 Films on Sapphire Using Postepitaxial Topotaxy Route Via Epitaxial V_2O_3 Films. *Jpn. J. Appl. Phys*. 47 (2), 1022–1027. DOI: 10.1143/jjap.47.1022.
18. Andreev V. N., Klimov V. A. (2019) Metal-Insulator Phase Transition in Tungsten-Doped Vanadium Dioxide Thin Films. *Physics of the Solid State*. 61 (8), 1519–1522. DOI: 10.21883/FTT.2019.08.47981.447 (in Russian).
19. Occhiuzzi M., Cordischi D., Dragone R. (2005) Reactivity of Some Vanadium Oxides: An EPR and XRD Study. *J. Solid State Chem*. 178, 1551–1558. DOI: 10.1016/j.jssc.2005.02.019.
20. Ureña-Begara F., Crunteanu A., Raskin J.-P. (2017) Raman and XPS Characterization of Vanadium Oxide Thin Films with Temperature. *Applied Surface Science*. 403, 717–727. DOI: 10.1016/j.apsusc.2017.01.160.
21. Shvets P., Dikaya O., Maksimova K., Goikhman A. (2019) A Review of Raman Spectroscopy of Vanadium Oxides. *J. Raman Spectrosc*. 50 (8), 1–19. DOI: 10.1002/jrs.5616.
22. Park H. H., Larrabee T. J., Ruppalt L. B., Culbertson J. C., Prokes S. M. (2017) Tunable Electrical Properties of Vanadium Oxide by Hydrogenplasma-Treated Atomic Layer Deposition. *ACS Omega*. 2 (4), 1259–1264. DOI: 10.1021/acsomega.7b00059.
23. Lee S-H., Cheong H. M., Seong M. J., Liu P., Tracy C. E., Mascarenhas A., et al. (2003) Raman Spectroscopic Studies of Amorphous Vanadium Oxide Thin Films. *Solid State Ionics*. 165 (1–4), 111–116. DOI: 10.1016/j.ssi.2003.08.022.
24. Zhang C., Yang Q., Koughia C., Ye F., Sanayei M., Wen S.-J., et al. (2016) Characterization of Vanadium Oxide Thin Films with Different Stoichiometry Using Raman Spectroscopy. *Thin Solid Films*. 620, 64–69. DOI: 10.1016/j.tsf.2016.07.082.
25. Bahlawane N., Lenoble D. (2014) Vanadium Oxide Compounds: Structure, Properties, and Growth from the Gas Phase. *Chem. Vap. Deposition*. 20 (7–9), 299–311. DOI: 10.1002/cvde.201400057.

Поступила 16.07.2026
Received: 16 July 2026

Принята в печать 12.08.2026
Accepted: 12 August 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

Занько А. И., нач. сектора лаборатории, ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (ОАО «ИНТЕГРАЛ»)

Котов Д. А., канд. техн. наук, доц., доц. каф. микро- и наноэлектроники, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Соловьёв Я. А., д-р. техн. наук, доц., зав. лабораторией, ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Логунов К. Т., зам. декана факультета радиотехники и электроники, БГУИР

Чернаусик О. М., ст. преп., БГУИР

Ковальчук Н. С., канд. техн. наук, доц., зам. ген. дир. – гл. инж., ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Information about the authors

Zanka A., Head of Laboratory Sector, JSC "INTEGRAL" – Manager Holding Company "INTEGRAL" (JSC "INTEGRAL")

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

Solovjov Ja., Dr. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of Laboratory, JSC "INTEGRAL"

Logunov K., Deputy Dean of the Faculty of Radio Engineering and Electronics, BSUIR

Charnavusik O., Senior Lecturer, BSUIR

Kovalchuk N., Cand. Sci (Tech.), Associate Professor, Deputy General Director – Chief Engineer, JSC "INTEGRAL"

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
Минск, ул. Корженевского, 16
ОАО «ИНТЕГРАЛ» –
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
Тел.: +375 25 762-16-04
E-mail: AZanko@integral.by
Занько Андрей Иванович

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Korzhenevskogo St., 16
JSC "INTEGRAL" –
Manager Holding Company "INTEGRAL"
Tel.: +375 25 762-16-04
E-mail: AZanko@integral.by
Zanka Andrei

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-24-32

УДК 621.382.323

СУПЕРПЕРЕХОДНЫЙ БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ И ВЕРТИКАЛЬНЫМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ КАНАЛА С ЭКРАНИРОВАННЫМ ПЛАВАЮЩИМ СЛОЕМ НАКОПЛЕНИЯ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА

ЧОНГ ТХАНЬ НГУЕН, И. Ю. ЛОВШЕНКО, В. С. ВОЛЧЁК, П. Э. НОВИКОВ, В. Р. СТЕМПИЦКИЙ

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

Аннотация. Предложена и исследована посредством компьютерного моделирования приборная структура суперпереходного биполярного транзистора с изолированным затвором с плавающим слоем накопления носителей заряда. В рассматриваемой структуре слой накопления экранируется расположенным под ним *p*-слоем. Установлено, что концентрация в слое накопления носителей заряда не влияет на напряжение пробоя, а предлагаемая приборная структура биполярного транзистора с изолированным затвором обладает более высокой эффективностью по сравнению с традиционным суперпереходным траншейным биполярным транзистором с изолированным затвором, суперпереходными траншейными биполярными транзисторами с изолированным затвором с плавающей *p*-областью и с адаптивным путем экстракции дырок. Так, при одинаковом падении напряжения в открытом состоянии 0,946 В энергия потерь при выключении у предлагаемого прибора на 75,38 % меньше, чем у суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором с плавающей *p*-областью, и на 52 % меньше, чем у транзистора с адаптивным путем экстракции дырок. При одинаковой энергии потерь при выключении 2,3 мДж/см^2 падение напряжения в открытом состоянии у предлагаемого прибора на 39,86 % меньше, чем у суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором.

Ключевые слова: баланс заряда, моделирование, напряжение пробоя, падение напряжения в открытом состоянии, силовая электроника, слой накопления носителей заряда, суперпереходный биполярный транзистор с изолированным затвором, транзистор траншейного типа, экранирующий плавающий слой, энергия потерь.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Суперпереходный биполярный транзистор с изолированным затвором и вертикальным расположением канала с экранированным плавающим слоем накопления носителей заряда / Чонг Тхань Нгуен [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 24–32. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-24-32.

SUPER-JUNCTION INSULATED-GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH A VERTICAL CHANNEL ARRANGEMENT AND A SHIELDED FLOATING CHARGE-CARRIER ACCUMULATION LAYER

TRONG THANH NGUYEN, IVAN LOVSHENKO, VLADISLAV VOLCHECK, PAVEL NOVIKOV, VIKTOR STEMPITSKY

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

Abstract. A device structure for a superjunction insulated-gate bipolar transistor featuring a floating charge-carrier accumulation layer has been proposed and investigated via computer simulation. In this structure, the accumulation layer is shielded by an underlying *p*-type layer. It is established that the charge-carrier concentration within the accumulation layer does not affect the breakdown voltage. Furthermore, the proposed insulated-gate bipolar transistor structure demonstrates superior efficiency compared to conventional superjunction trench insulated-gate bipolar transistor's, as well as those utilizing a floating *p*-region or an adaptive hole-

extraction path. Specifically, at an identical on-state voltage drop of 0.946 V, the turn-off energy loss of the proposed device is 75.38 % lower than that of a superjunction trench insulated-gate bipolar transistor with a floating *p*-region, and 52 % lower than that of a device with an adaptive hole-extraction path. Conversely, for a constant turn-off energy loss of 2.3 mJ/cm^2, the on-state voltage drop of the proposed device is 39.86 % lower than that of a standard superjunction trench insulated-gate bipolar transistor.

Keywords: charge balance, modeling, breakdown voltage, on-state voltage drop, power electronics, charge-carrier accumulation layer, superjunction insulated-gate bipolar transistor, trench-gate transistor, floating shielding layer, energy loss.

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

For citation. Trong Thanh Nguyen, Lovshenko I., Volcheck V., Novikov P., Stempitsky V. (2026) Super-Junction Insulated-Gate Bipolar Transistor with a Vertical Channel Arrangement and a Shielded Floating Charge-Carrier Accumulation Layer. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 24–32. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-24-32 (in Russian).

Введение

В связи с развитием современной промышленности возрастает потребность в высокоэффективных силовых полупроводниковых приборах. Биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ, англ. insulated-gate bipolar transistor, IGBT) благодаря высокому напряжению пробоя и малым статическим потерям широко применяется в возобновляемой энергетике, электротранспорте и интеллектуальных силовых модулях [1]. Быстрое развитие указанных областей стимулирует постоянное совершенствование структур БТИЗ для удовлетворения промышленных требований. Таким образом, повышение надежности и снижение потерь остаются основными тенденциями развития БТИЗ [2]. БТИЗ траншейного типа на основе кремния (ТБТИЗ, англ. trench IGBT, TIGBT) стал одним из основных типов силовых полупроводниковых приборов благодаря своим высоким эксплуатационным характеристикам [3, 4]. Для ТБТИЗ компромиссная зависимость между падением напряжения в открытом состоянии V_{on} и энергией потерь при выключении E_{off}, как правило, оптимизируется за счет применения такого элемента, как слой, ограничивающий распространение электрического поля [5].

Суперпереходный БТИЗ (СПБТИЗ, англ. super-junction IGBT, SJ-IGBT) обладает более низким сопротивлением в открытом состоянии благодаря высокой концентрации легирования *n*- и *p*-столбов дрейфа по сравнению с обычным БТИЗ [6]. В СПБТИЗ низкие потери достигаются за счет взаимного обеднения и компенсации заряда между *n*- и *p*-столбами [7]. В [8] проведено сравнение обычного БТИЗ и СПБТИЗ, содержащего слой, ограничивающий распространение электрического поля.

На протяжении ряда лет проводились многочисленные исследования, направленные на улучшение компромисса между падением напряжения в открытом состоянии и энергией потерь при выключении при сохранении напряжения пробоя. Используя барьер для дырок, создаваемый сильно легированным слоем накопления носителей заряда (СННЗ) *n*-типа, расположенным под *p*-базовой областью, был разработан ТБТИЗ с СННЗ [9, 10]. Повышение концентрации легирования СННЗ позволило снизить прямое падение напряжения и улучшить компромисс между величинами V_{on} и E_{off}. Однако увеличение концентрации в СННЗ существенно снижает напряжение пробоя прибора, что ограничивает дальнейшее улучшение его характеристик. Таким образом, оптимизация соотношения между концентрацией в СННЗ, напряжением пробоя и компромиссом между V_{on} и E_{off} остается ограниченной.

В статье предлагается новая структура – суперпереходный траншейный БТИЗ (СПТБТИЗ, англ. SJ-TIGBT), сочетающая технологию суперперехода, плавающего СННЗ и экранирующего *p*-слоя, расположенного под СННЗ и напрямую соединенного с эмиттером через *p*-базу. Благодаря этому влияние положительных зарядов из обедненного СННЗ на напряжение пробоя полностью экранируется отрицательными зарядами *p*-области, поэтому напряжение пробоя прибора не зависит от СННЗ, а падение напряжения в открытом состоянии значительно снижается.

Приборная структура

На рис. 1 показаны конструктивные решения предлагаемой структуры (*a*), стандартной структуры СПТБТИЗ (*b*) и СПТБТИЗ с плавающей *p*-областью (*p*-СПТБТИЗ) (*c*). На рис. 1, *a* WP – ширина *p*-области для экстракции дырок, TD – толщина *n*-дрейфовой области. В СПТБТИЗ *p*-область

непосредственно соединена с *p*-эмиттером, что затрудняет усиление эффекта накопления носителей в дрейфовых областях и приводит к большому значению V_{on}. В *p*-СПТБТИЗ используется плавающая *p*-область, расположенная под затвором, что позволяет усилить эффект накопления носителей в дрейфовых областях и получить малое значение V_{on}; однако это сопровождается уменьшением напряжения пробоя из-за влияния плавающей *p*-области. Ширина траншеи для предлагаемой структуры (рис. 1, *a*) и СПТБТИЗ (рис. 1, *b*) одинакова и составляет 0,7 мкм, а для *p*-СПТБТИЗ (рис. 1, *c*) – 2,2 мкм. Основные параметры трех конструкций приведены в табл. 1.

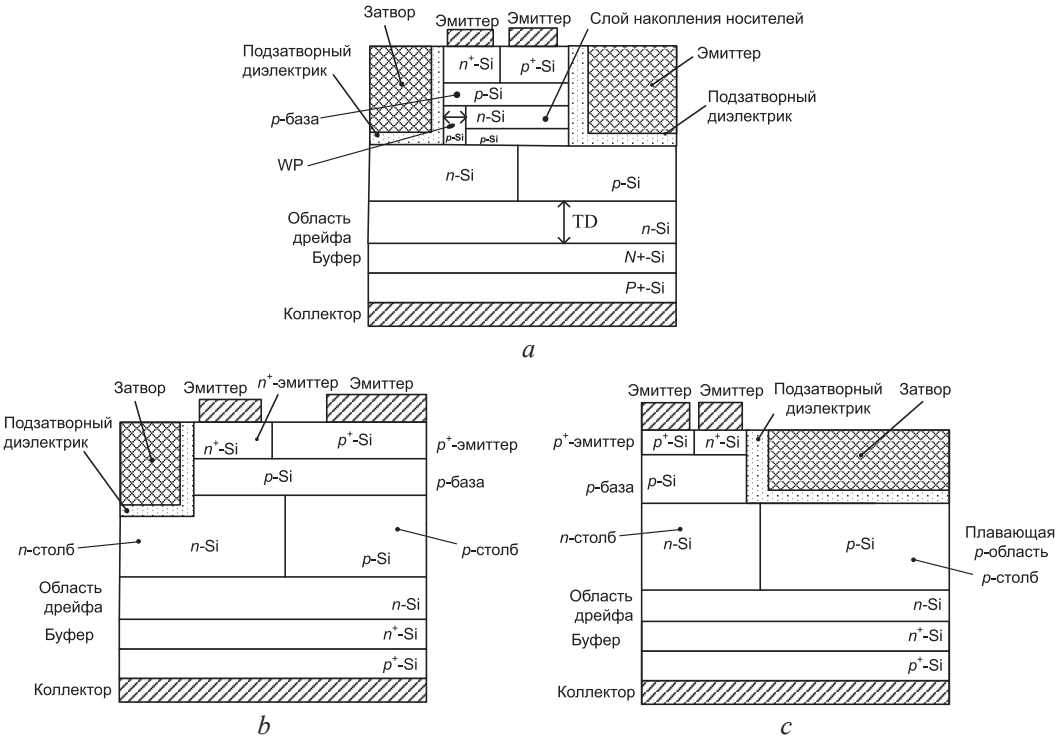


Рис. 1. Конструктивные решения приборной структуры суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором: *a* – предлагаемая; *b* – стандартная; *c* – с плавающей *p*-областью

Fig. 1. Design configurations for the device structure of a superjunction trench insulated-gate bipolar transistor: *a* – proposed; *b* – standard; *c* – with a floating *p*-region

Таблица 1. Основные конструктивные параметры рассматриваемых приборных структур

Table 1. Main design parameters of the considered device structures

Параметр	Приборная структура		
	Предлагаемый вариант	СПТБТИЗ	*p*-СПТБТИЗ
Толщина оксида, мкм	0,1	0,1	0,1
Концентрация примеси p^+-коллектора, см$^{-3}$	10^{18}	10^{18}	10^{18}
Концентрация примеси n^+-эмиттера, см$^{-3}$	10^{19}	10^{19}	10^{19}
Концентрация примеси в *n*-буфере, см$^{-3}$	10^{17}	10^{17}	10^{17}
Концентрация примеси в СННЗ, см$^{-3}$	$5 \cdot 10^{16}$	–	–
Концентрация примеси в *p*-слое, расположенном под СННЗ, см$^{-3}$	$1{,}5 \cdot 10^{16}$	–	–
Концентрация примеси в *p*-области для экстракции дырок, см$^{-3}$	$4 \cdot 10^{15}$	–	–
Концентрация примеси в *n*- и *p*-столбах, см$^{-3}$	$4 \cdot 10^{15}$	$4 \cdot 10^{15}$	$4 \cdot 10^{15}$
Концентрация примеси в области *n*-дрейфа, см$^{-3}$	$5 \cdot 10^{13}$	$5 \cdot 10^{13}$	$5 \cdot 10^{13}$
Ширина *n*- и *p*- столбов, мкм	2,0	2,0	2,0
Толщина *n*- *и p*-столбов, мкм	92,5	92,5	92,5
Сумма толщин *n*- и *p*-столбов и области *n*-дрейфа, мкм	97,5	97,5	97,5

Предлагаемая структура содержит плавающий СННЗ, который сформирован не полностью. Этот слой создает барьер для экстракции дырок через эмиттерный *p*–*n*-переход, что увеличивает

концентрацию носителей в дрейфовой области и снижает падение напряжения в открытом состоянии. Под СННЗ расположен экранирующий *p*-слой. В закрытом состоянии транзистора этот *p*-слой напрямую соединен с *p*-базой и эмиттерным электродом, выполняя функцию экранирования СННЗ, благодаря чему концентрация примеси слоя СННЗ не влияет на напряжение пробоя структуры.

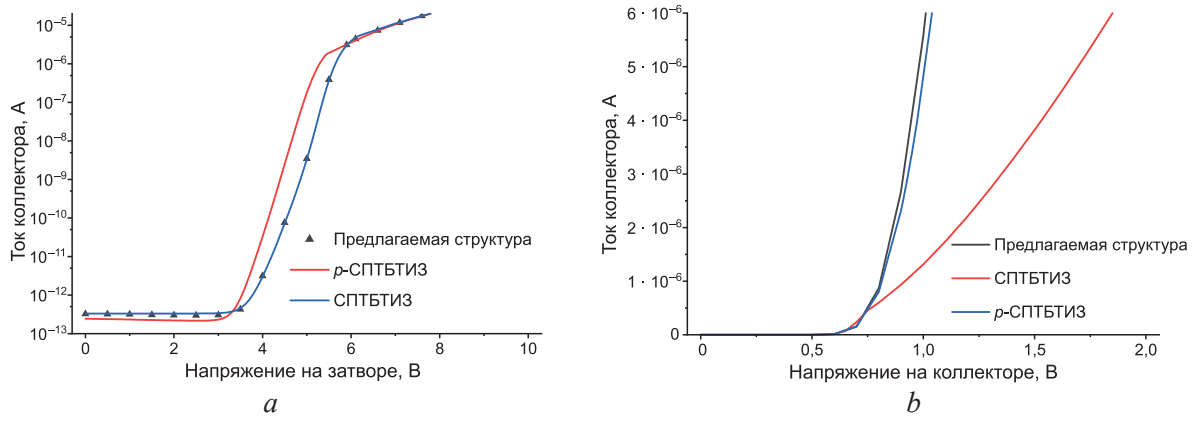
Во включенном состоянии *p*-область для экстракции дырок, расположенная между СННЗ и левым затвором, обедняется под действием положительного напряжения на затворе, что повышает квазиуровень Ферми для дырок в области, прилегающей к *p*-базе. Поскольку СННЗ в предлагаемой структуре является плавающим, эффект накопления носителей ослабляется по сравнению со структурой с полностью сформированным слоем из-за уменьшения его ширины, что приводит к увеличению значения V_{on}. Однако эта низколегированная *p*-область для экстракции дырок, расположенная вблизи *p*-базы, формирует барьер для дырок во включенном состоянии, способствуя снижению V_{on}.

В момент выключения *n*- и *p*-столбы взаимно обедняются, так что дырки концентрируются преимущественно в *p*-столбе и экстрагируются к эмиттеру, а электроны – в *n*-столбе и экстрагируются к коллектору. В моменте выключения низколегированная *p*-область, расположенная между СННЗ и левым затвором и соединенная с *p*-базой, восстанавливается из обедненного состояния, формируя путь для экстракции дырок и обеспечивая быстрое выключение прибора.

Результаты моделирования

В процессе исследований электрические характеристики приборных структур СПТБТИЗ были промоделированы с помощью программного комплекса компании Silvaco. Время жизни носителей заряда принималось равным 5 мкс. При моделировании использовались следующие физические модели: подвижности Ломбарди, зависимости подвижности от концентрации примесей и электрического поля, рекомбинации Шокли – Рида – Холла, Оже-рекомбинации, сужения запрещенной зоны и генерации носителей при ударной ионизации.

На рис. 2, *a* представлены передаточные характеристики при напряжении на коллекторе 15 В для исследуемых структур. Пороговое напряжение всех трех структур практически одинаково и составляет 5,4 В. При этом предлагаемая структура демонстрирует более высокий ток коллектора по сравнению с двумя другими. На рис. 2, *b* приведены выходные характеристики при напряжении на затворе $U_з$ = 15 В. За условное включенное состояние принималась плотность коллекторного тока 100 А/см^2, что соответствует току коллектора $4 \cdot 10^{-6}$ А. При этом прямое падение напряжения для предлагаемой структуры, СПТБТИЗ и *p*-СПТБТИЗ составляло 0,95, 1,53 и 0,97 В соответственно. Наибольшее значение V_{on} у СПТБТИЗ обусловлено непосредственным соединением *p*-столба с эмиттером. СННЗ в предлагаемой структуре значительно снижает V_{on}, делая его даже меньшим, чем в структуре *p*-СПТБТИЗ.



a *b*

Рис. 2. Характеристики трех приборных структур:
a – передаточные, при напряжении на коллекторе 15 В; *b* – выходные, при напряжении на затворе 15 В
Fig. 2. Characteristics of three device structures: *a* – transfer characteristics, at a collector voltage of 15 V; *b* – output characteristics, at a gate voltage of 15 V

На рис. 3 показано распределение концентрации носителей вдоль координат x = 1 мкм (*a*) и x = 3 мкм (*b*) в *n*- и *p*-столбах. Для структуры СПТБТИЗ концентрации электронов и дырок

существенно различаются вблизи эмиттера и становятся сопоставимыми только вблизи коллектора, что свидетельствует о смешанном униполярно-биполярном режиме проводимости. Напротив, для предлагаемой структуры и *p*-СПТБТИЗ разница между концентрациями электронов и дырок невелика, что указывает на их работу в биполярном режиме.

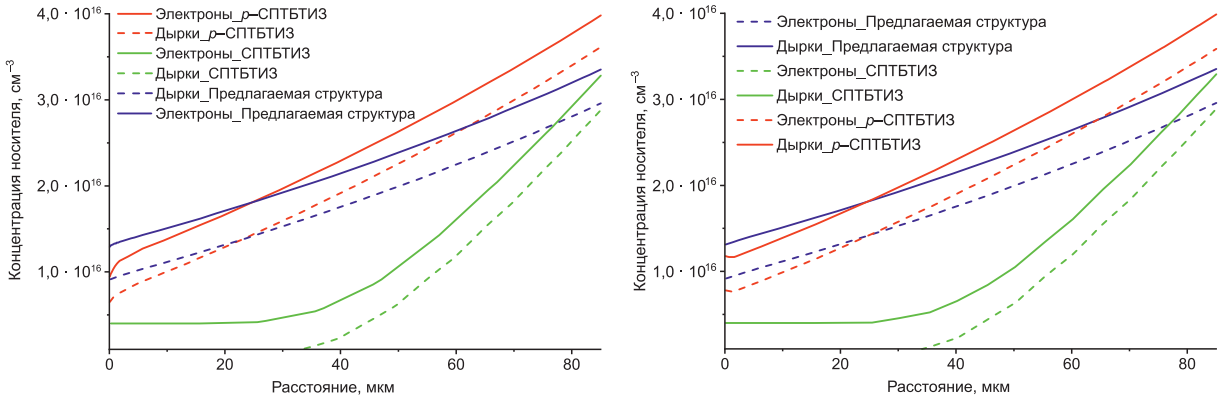


Рис. 3. Распределение концентраций носителей в *n*- и *p*-столбах при напряжении на затворе 15 В и плотности тока коллектора 100 А/см^2 вдоль: *a* – *x* = 1 мкм; *b* – *x* = 3 мкм

Fig. 3. Distribution of carrier concentrations in the *n*- and *p*-pillars at a gate voltage of 15 V and a collector current density of 100 A/cm^2, along: *a* – *x* = 1 μm; *b* – *x* = 3 μm

Напряжение пробоя предлагаемой структуры, СПТБТИЗ и *p*-СПТБТИЗ составило 1520, 1528 и 1200 В соответственно. СННЗ не влияет на напряжение пробоя предлагаемой структуры, поскольку в выключенном состоянии *p*-слой обеспечивает экранирование СННЗ и удержание его потенциала на низком уровне. Напряжение пробоя *p*-СПТБТИЗ ниже, чем у СПТБТИЗ и предлагаемой структуры, так как в блокирующем режиме потенциал *p*-области под затвором возрастает с увеличением напряжения на коллекторе, что приводит к усилению электрического поля и более раннему пробою.

На рис. 4, *a* показана зависимость напряжения пробоя (англ. breakdown voltage, BV) и величины V_{on} от дисбаланса заряда для различных приборных структур. Условие баланса заряда заключается в равенстве заряда в *n*-столбе заряду в *p*-столбе. Так как ширина столбов определена (2 мкм), дисбаланс заряда достигается путем изменения концентрации легирования. Дисбаланс заряда в данном исследовании реализован поддержанием концентрации N_a акцепторной примеси в *p*-столбе на уровне $4 \cdot 10^{15}$ см$^{-3}$ и изменением концентрации N_d донорной примеси в *n*-столбе. Дисбаланс заряда количественно характеризуется степенью компенсации (англ. compensation degree, CD), которая может быть определена (в процентах) как $CD = (N_a - N_d) \cdot 100\ \%/N_d$.

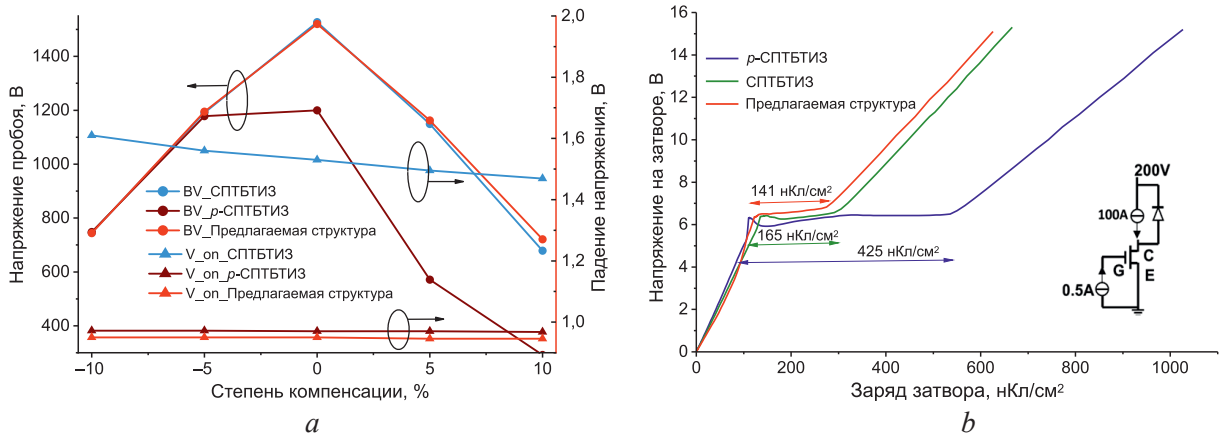


Рис. 4. Зависимость напряжения пробоя и падения напряжения в открытом состоянии от степени компенсации (*a*) и заряда затвора от напряжения на затворе (*b*)

Fig. 4. Dependence of breakdown voltage and on-state voltage drop on the degree of compensation (*a*), and of gate charge on gate voltage (*b*)

Полученные результаты показывают, что величина V_{on} для *p*-СПТБТИЗ и предлагаемой структуры слабо зависит от дисбаланса заряда, тогда как для СПТБТИЗ данная зависимость выражена значительно сильнее. При этом напряжение пробоя всех исследуемых структур существенно определяется величиной дисбаланса заряда. СПТБТИЗ отличается повышенной концентрацией примесей в *n*- и *p*-столбах по сравнению с БТИЗ. Высокое напряжение пробоя обеспечивается совместным действием поперечного и продольного электрических полей. Поскольку структура СПТБТИЗ основана на принципе баланса заряда, для поддержания высокого напряжения пробоя необходимо взаимное компенсирование зарядов в *n*- и *p*-столбах. Для каждой структуры максимальное напряжение пробоя достигается при нулевом дисбалансе заряда.

На рис. 4, *b* изображена зависимость заряда затвора $Q_з$ от напряжения затвора $U_з$ для трех приборных структур. Предлагаемая конструкция характеризуется наиболее короткой площадкой Миллера, при этом для нее заряд затвор–коллектор $Q_{зк}$, определяемый по ширине площадки Миллера вдоль оси $Q_з$, составляет 141 нКл/см^2; для СПТБТИЗ $Q_{зк}$ = 165 нКл/см^2. Наибольшее значение $Q_{зк}$ = 425 нКл/см^2 наблюдается у *p*-СПТБТИЗ, что связано с наибольшей шириной затвора данной структуры и, как следствие, приводит к увеличению емкости затвор–коллектор.

На рис. 5 показано поперечное сечение структуры СПТБТИЗ с адаптивным путем экстракции дырок (АСПТБТИЗ, англ. self-adaptive hole-extracting SJ-TIGBT, SAHE-SJ-TIGBT), исследованной в [11]. В рассматриваемом в данной статье случае АСПТБТИЗ используется в качестве сравнительной структуры для анализа компромисса между падением напряжения в открытом состоянии и энергией потерь при выключении. Принцип работы АСПТБТИЗ заключается в следующем. В открытом состоянии *p*-область, расположенная между двумя затворами и непосредственно соединенная с эмиттером, обедняется под действием положительного напряжения на затворе, формируя потенциальный барьер для дырок и усиливая эффект накопления носителей заряда в *n*- и *p*-столбах. В выключенном состоянии обедненная *p*-область адаптивно восстанавливается, и избыточные дырки экстрагируются через нее в эмиттер.

На рис. 6 представлены характеристики выключения предлагаемой приборной структуры, *p*-СПТБТИЗ и АСПТБТИЗ при одинаковом значении V_{on} = 0,946 В, обеспеченном за счет изменения концентрации примеси *p*-коллектора. Характеристики выключения были получены при следующих параметрах тестовой схемы: напряжение питания V_{bus} = 600 В, сопротивление затвора R_G = 5 Ом, ток нагрузки I_L = 100 А и паразитная индуктивность L_S = 10 нГн. Благодаря наличию в предлагаемой структуре пути для экстракции дырок, формируемого небольшой частью *p*-области между СННЗ и левым затвором, энергия потерь при выключении составляет 3,2 мДж/см^2, что существенно меньше по сравнению со структурой *p*-СПТБТИЗ, для которой E_{off} = 13 мДж/см^2. Кроме того, время выключения предлагаемой структуры составляет около 1,2 мкс при E_{off} = 3,2 мДж/см^2, тогда как для АСПТБТИЗ – примерно 2,6 мкс при E_{off} = 6,7 мДж/см^2. АСПТБТИЗ также имеет большую емкость затвор–коллектор, что приводит к более длительной задержке выключения.

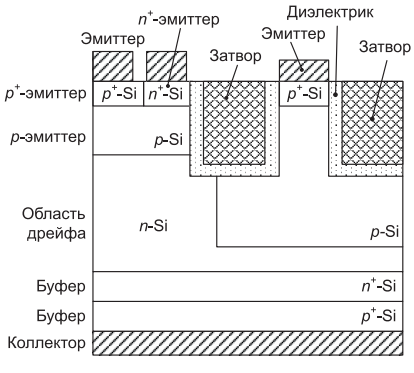


Рис. 5. Приборная структура суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором с адаптивным путем экстракции дырок
Fig. 5. Device structure of super junction trench insulated gate bipolar transistor with adaptive hole extraction path

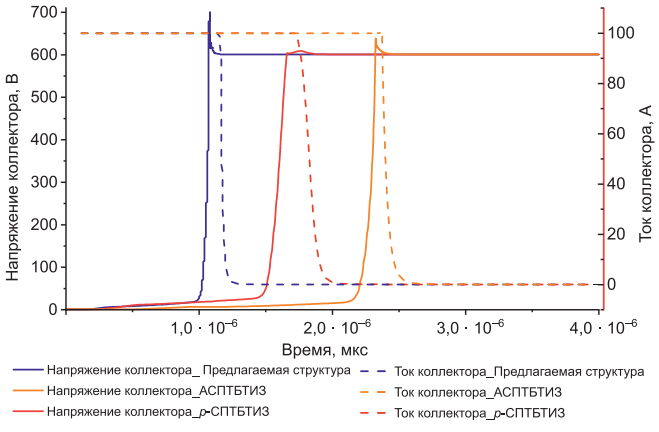
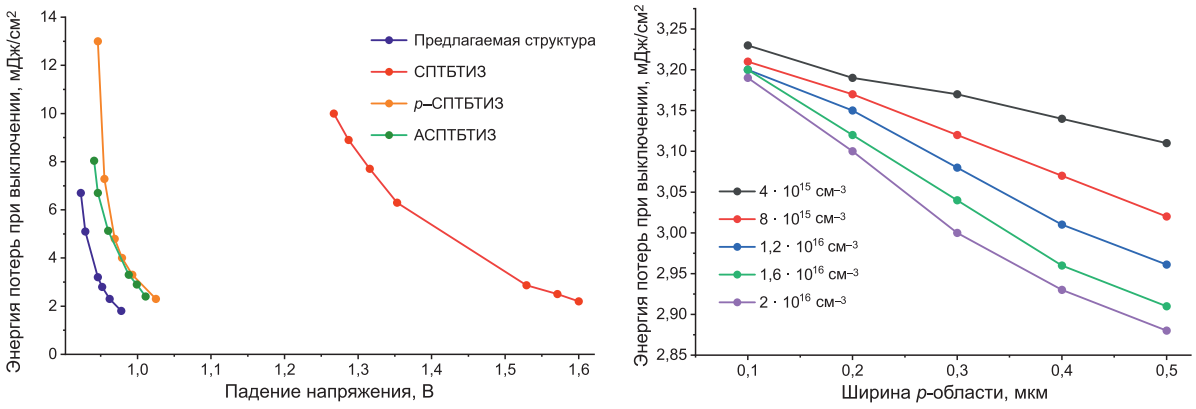


Рис. 6. Характеристики выключения и схема измерений различных структур биполярных транзисторов при одинаковом V_{on} = 0,946 В
Fig. 6. Turn-off characteristics and measurement circuit for various bipolar transistor structures at an identical V_{on} = 0.946 V

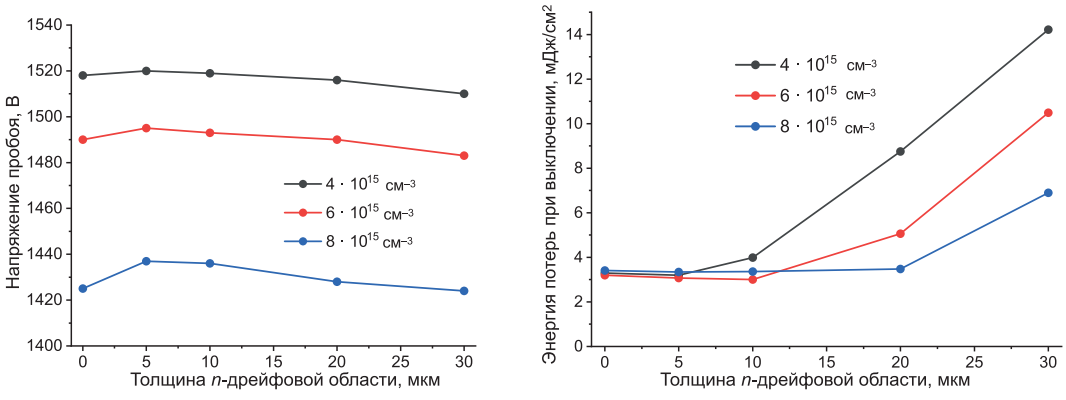
На рис. 7, *a* представлены зависимости, характеризующие компромисс между падением напряжения в открытом состоянии и энергией потерь при выключении E_{off}. При одинаковом V_{on} = 0,946 В предлагаемая структура обеспечивает уменьшение значения E_{off} на 75,38 % по сравнению с *p*-СПТБТИЗ и на 52 % – по сравнению с АСПТБТИЗ [11]. При одинаковом E_{off} = 2,3 мДж/см^2 предлагаемая структура обеспечивает уменьшение значения V_{on} на 39,86 % по сравнению с СПТБТИЗ. На рис. 7, *b* показаны зависимости энергии потерь при выключении предлагаемой структуры от ширины WP и концентрации легирования *p*-области для экстракции дырок. Установлено, что значение E_{off} уменьшается с увеличением ширины этой области и повышением степени ее легирования. Это объясняется тем, что более широкая и сильнее легированная *p*-область создает канал для экстракции дырок к эмиттеру в процессе выключения с меньшим сопротивлением. Напротив, значение V_{on} снижается при уменьшении ширины *p*-области и понижении ее концентрации. В этом случае область формирует более высокий потенциальный барьер для дырок.



a *b*

Рис. 7. Зависимость энергии потерь при выключении: *a* – от падения напряжения; *b* – от ширины и концентрации легирования *p*-области для экстракции дырок
Fig. 7. Dependence of turn-off energy loss: *a* – on voltage drop; *b* – on the width and doping concentration of the *p*-region for hole extraction

Установлено, что толщина столбов практически не влияет на величину V_{on}. При фиксированном значении толщины *n*-дрейфовой области TD увеличение концентрации легирования *n*- и *p*-столбов приводит к незначительному уменьшению V_{on}. На рис. 8 показано влияние суммарной толщины *n*- и *p*-столбов и толщины *n*-дрейфовой области TD и степени легирования столбов на напряжение пробоя (*a*) и величину E_{off} (*b*) предлагаемой структуры.



a *b*

Рис. 8. Влияние толщины *n*-дрейфовой области и степени легирования столбов: *a* – на напряжение пробоя; *b* – на энергию потерь при выключении
Fig. 8. Influence of the *n*-drift region thickness and the doping level of the pillars: *a* – on the breakdown voltage; *b* – on the turn-off energy loss

При суммарной толщине более 10 мкм напряжение пробоя снижается для всех трех значений концентрации примеси *n*- и *p*-столбов. При фиксированном значении TD напряжение пробоя

уменьшается с увеличением концентрации, поскольку пиковое электрическое поле в суперпереходной структуре может возрастать при увеличении концентрации легирования *n*- и *p*-столбов, а также потому, что более высокая концентрация затрудняет полное обеднение этих столбов при обратном смещении. Так, при TD = 5 мкм напряжение пробоя достигает максимального значения. При фиксированной концентрации E_{off} сперва уменьшается, а затем возрастает с увеличением концентрации, что означает существование ее оптимального значения, при котором достигаются минимальная величина E_{off} и оптимальный компромисс между E_{off} и V_{on}. При суммарной толщине более 20 мкм энергия потерь при выключении прибора уменьшается с увеличением концентрации легирования *n*- и *p*-столбов, так как при более высокой концентрации область *n*-дрейфа обедняется быстрее, что приводит к исчезновению токового хвоста.

Заключение

1. Благодаря сочетанию суперпереходной структуры и плавающего слоя накопления носителей заряда *n*-типа в предлагаемой конструкции биполярного транзистора с изолированным затвором обеспечивается низкое падение напряжения в открытом состоянии. Слой накопления носителей заряда *n*-типа экранируется расположенным под ним *p*-слоем, соединенным с эмиттером, что способствует экстракции дырок при выключении и предотвращает снижение напряжения пробоя.

2. Результаты моделирования показали, что при одинаковом падении напряжения в открытом состоянии 0,946 В значение энергии потерь при выключении у предлагаемого прибора на 75,38 % меньше, чем у суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором с плавающей *p*-областью, и на 52 % меньше, чем у транзистора с адаптивным путем экстракции дырок. При одинаковой энергии потерь при выключении (2,3 мДж/см^2) падение напряжения в открытом состоянии у предлагаемого прибора на 39,86 % меньше, чем у суперпереходного траншейного биполярного транзистора с изолированным затвором.

3. Исследования выполнены в рамках задания 1.6 «Радиационные эффекты в приборных структурах на кремнии, кремний-германии и нитриде галлия» Государственной программы научных исследований Республики Беларусь «Современное материаловедение, перспективные материалы и новые технологии».

Список литературы / References

1. Iwamuro N., Laska T. (2017) IGBT History, State-of-the-Art, and Future Prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 64 (3), 741–752. https://doi.org/10.1109/TED.2017.2654599.
2. Wang H., Su M., Sheng K. (2017) Theoretical Performance Limit of the IGBT. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 64 (10), 4184–4192. https://doi.org/10.1109/TED.2017.2737021.
3. Bernet S. (2000) Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 15 (6), 1102–1117. https://doi.org/10.1109/63.892825.
4. Shenai K. (2015) The Invention and Demonstration of the IGBT. *IEEE Power Electronics Magazine*. 2 (2), 12–16. https://doi.org/10.1109/MPEL.2015.2421751.
5. Laska T., Munzer M., Pfirsch F., Schaeffer C., Schmidt T. (2000) The Field Stop IGBT (FS IGBT). A New Power Device Concept with a Great Improvement Potential. *12th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs Proceedings*. 355–358. https://doi.org/10.1109/ISPSD.2000.856842.
6. Zhang W., Zhang B., Qiao M., Li Z., Luo X., Li Z. (2017) The $R_{ON,min}$ of Balanced Symmetric Vertical Super Junction Based on R-Well Model. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 64 (1), 224–230. https://doi.org/10.1109/TED.2016.2632113.
7. Antoniou M., Udrea F., Bauer F. (2010) The Superjunction Insulated Gate Bipolar Transistor Optimization and Modeling. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 57 (3), 594–600. https://doi.org/10.1109/TED.2009.2039260.
8. Oh K. H., Lee J., Lee K. H., Kim Y. C., Yun C. (2006) A Simulation Study on Novel Field Stop IGBTs Using Superjunction. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 53 (4), 884–890. https://doi.org/10.1109/TED.2006.870278.
9. Takahashi T., Tomomatsu Y., Sato K. (2008) CSTBT (III) as the Next Generation IGBT. *Proceedings of the 20th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*. 72–75. https://doi.org/10.1109/ISPSD.2008.4538900.
10. Zhang J. P., Deng H. N., Zhu R. R., Li Z. H., Zhang B. (2022) High Performance Carrier Stored Trench Bipolar Transistor with Dual Shielding Structure. *Chinese Physics B*. 32 (3). https://doi.org/10.1088/1674-1056/ac873d.

11. Wei J., Zhang S., Luo X., Fan D., Zhang B. (2021) Low Switching Loss and EMI Noise IGBT with Self-Adaptive Hole-Extracting Path. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 68 (5), 2572–2576. https://doi.org/10.1109/TED.2021.3065898.

Поступила 21.09.2026
Received: 21 September 2026

Принята в печать 16.10.2026
Accepted: 16 October 2026

Вклад авторов

Чонг Тхань Нгуен предложил усовершенствование стандартной конструкции, выполнил компьютерные эксперименты, подготовил рукопись статьи.

Ловшенко И. Ю. выполнил анализ полученных результатов.

Волчёк В. С., Новиков П. Э. привели рукопись статьи в соответствие с требованиями журнала, внесли правки в текстовую и графическую информацию.

Стемпицкий В. Р. определил цель и задачи исследования.

Authors' contribution

Trong Thanh Nguyen proposed an improvement to the standard design, conducted computer experiments, and prepared a manuscript for an article.

Lovshenko I. analyzed of the obtained results.

Volcheck V., Novikov P**.** brought the manuscript of the article into compliance with the journal's requirements and made revisions to the text and graphical content.

Stempitsky V. determined the goal and objectives of the research.

Сведения об авторах

Чонг Тхань Нгуен, асп. каф. микро- и наноэлектроники, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Ловшенко И. Ю., зав. науч.-исслед. лаб. «Компьютерное проектирование микро- и наноэлектронных систем» (НИЛ 4.4), БГУИР

Волчёк В. С., канд. техн. наук, ст. науч. сотр. НИЛ 4.4, БГУИР

Новиков П. Э., мл. науч. сотр. НИЛ 4.4, БГУИР

Стемпицкий В. Р., канд. техн. наук, доц., науч. рук. НИЛ 4.4, проректор по научной работе, БГУИР

Information about the authors

Trong Thanh Nguyen, Postgraduate of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Lovshenko I., Head of the Research Laboratory "Computer-Aided Design of Micro- and Nanoelectronic Systems" (Lab. 4.4), BSUIR

Volcheck V., Cand. Sci. (Tech.), Senior Researcher at the Lab. 4.4, BSUIR

Novikov P., Junior Research at the Lab. 4.4, BSUIR

Stempitsky V., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Scientific Director of the Lab. 4.4, Vice-Rector for Research, BSUIR

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-86-79
E-mail: vlad.volchek@bsuir.by
Волчёк Владислав Сергеевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-86-79
E-mail: vlad.volchek@bsuir.by
Volcheck Vladislav

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-33-41

УДК 621.396.96

МЕТОДИКА СИНТЕЗА УСТРОЙСТВА ДВУХАЛЬТЕРНАТИВНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ОПОРНЫХ ВЕКТОРОВ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КРИТЕРИЯ ВАЛЬДА

В. Г. ЧИГРЯЙ[1], А. С. СОЛОНАР[2], А. С. ХРАМЕНКОВ[1]

[1]Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)
[2]ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации» (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. В статье рассматривается задача синтеза устройства двухальтернативного радиолокационного распознавания при отсутствии априорных аналитических моделей распределения классификационных признаков. Предложена методика последовательного распознавания радиолокационных объектов, основанная на совместном применении метода опорных векторов и последовательного критерия отношения вероятностей Вальда. На этапе обучения формируется разделяющая гиперплоскость, относительно которой многомерное признаковое пространство преобразуется в одномерную решающую величину – ориентированное расстояние до границы разделения классов. По обучающей выборке оцениваются условные вероятности правильного и ложного распознавания, используемые для формирования приращений решающей статистики. На этапе распознавания статистика рекуррентно накапливается и сравнивается с пороговыми уровнями до принятия решения. Методика сохраняет единую алгоритмическую структуру при изменении состава признаков и допускает адаптацию путем повторного обучения классификатора.

Ключевые слова: радиолокационное распознавание, двухальтернативная классификация, последовательный критерий отношения вероятностей, метод опорных векторов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Чигряй, В. Г. Методика синтеза устройства двухальтернативного радиолокационного распознавания на основе метода опорных векторов и последовательного критерия Вальда / В. Г. Чигряй, А. С. Солонар, А. С. Храменков // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 33–41. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-33-41.

METHODOLOGY FOR SYNTHESIZING A BINARY RADAR RECOGNITION DEVICE BASED ON SUPPORT VECTOR MACHINES AND WALD'S SEQUENTIAL CRITERION

VASIL CHYHRAI[1], ANDREI SOLONAR[2], ANDREI KHRAMIANKOU[1]

[1]Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)
[2]JSC "KB Radar" – Managing Company of "Radar Systems" Holding (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The article considers the synthesis of a binary radar recognition device in the absence of a priori analytical models of classification feature distributions. A methodology for sequential radar target recognition is proposed, based on the combined use of support vector machines and Wald's sequential probability ratio test. At the training stage, a separating hyperplane is constructed, with respect to which the multidimensional feature space is transformed into a one-dimensional decision variable represented by the signed distance to the class-separation boundary. Based on the training sample, the conditional probabilities of correct and false recognition are estimated and used to form increments of the decision statistic. At the recognition stage, the statistic is recursively accumulated and compared with threshold levels until a decision is made. The methodology preserves a unified algorithmic structure when the feature set changes and allows adaptation through repeated classifier training.

Keywords: radar recognition, binary classification, sequential probability ratio test, support vector machines.

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

For citation. Chyhrai V., Solonar A., Khramiankou A. (2026) Methodology for Synthesizing a Binary Radar Recognition Device Based on Support Vector Machines and Wald's Sequential Criterion. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 33–41. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-33-41 (in Russian).

Введение

Задача радиолокационного распознавания (РЛР) состоит в установлении принадлежности наблюдаемого объекта к одному из заданных классов по совокупности классификационных признаков, формируемых на основе данных радиолокационного наблюдения. Существенный практический интерес представляет двухальтернативное РЛР, при котором требуется принять решение о принадлежности объекта к одному из двух взаимоисключающих классов. К таким задачам относятся распознавание малоразмерных беспилотных летательных аппаратов и птиц, селекция истинных и ложных баллистических целей, а также распознавание воздушных и наземных объектов по сигнальным и (или) траекторным признакам. Их общей особенностью является необходимость принятия решения при ограниченном времени наблюдения, неполной априорной информации и изменчивости признакового описания объекта.

Эффективный подход к решению задач двухальтернативного РЛР – применение последовательных статистических методов, в частности, последовательного критерия отношения вероятностей (ПКОВ) Вальда [1, 2]. Последовательные процедуры позволяют принимать решение по мере поступления новых наблюдений и завершать распознавание при достижении требуемой достоверности, что потенциально сокращает среднюю длительность наблюдения. Однако их практическое применение требует задания условных вероятностных моделей классификационных признаков для каждой из проверяемых гипотез.

В реальных условиях радиолокационного наблюдения признаки часто имеют высокую размерность, являются взаимно коррелированными, нестационарными и не имеют аналитических моделей плотности распределения. В этих условиях целесообразно использовать методы машинного обучения, формирующие разделяющие правила непосредственно по обучающим выборкам. Метод опорных векторов [3–5] эффективен для двухальтернативной классификации, однако в классическом виде ориентирован преимущественно на одношаговое принятие решений и не использует преимущества последовательного накопления информации.

В связи с этим актуальной является задача объединения метода опорных векторов и последовательного критерия Вальда в едином подходе к построению устройств двухальтернативного РЛР. Цель исследований авторов – разработка методики синтеза такого устройства, обеспечивающей реализацию последовательного распознавания без априорного задания аналитических моделей плотности распределения классификационных признаков.

Постановка задачи двухальтернативного радиолокационного распознавания

Двухальтернативное РЛР формализуется как задача последовательной проверки статистических гипотез. Пусть проверяются две альтернативные гипотезы: ϑ_1 – объект принадлежит первому классу, ϑ_2 – объект принадлежит второму классу. В процессе радиолокационного наблюдения на каждом $(k + 1)$-м шаге формируется случайный L-мерный вектор классификационных признаков

$$\mathbf{x}_{k+1} = \left[x_{k+1}^{(1)} \;\; x_{k+1}^{(2)} \;\; x_{k+1}^{(3)} \;\; \ldots \;\; x_{k+1}^{(L-1)} \;\; x_{k+1}^{(L)} \right]^{\mathrm{T}}. \tag{1}$$

В качестве элементов вектора $\mathbf{x}_{k+1}$ могут выступать оценки сигнальных и (или) траекторных радиолокационных признаков. Предполагается, что статистические свойства вектора $\mathbf{x}_{k+1}$ зависят от принадлежности объекта к одной из рассматриваемых гипотез и характеризуются соответствующими условными плотностями вероятности $p(\mathbf{x}_{k+1} \mid \vartheta_i)$, $i = 1, 2$.

К моменту наступления $(k + 1)$-го шага процедуры распознавания сформирована совокупность наблюдений $\mathbf{X}_{k+1} = [\mathbf{x}_1 \;\; \mathbf{x}_2 \;\; \mathbf{x}_3 \;\; \ldots \;\; \mathbf{x}_k \;\; \mathbf{x}_{k+1}]^{\mathrm{T}}$. Требуется по последовательности наблюдаемых векторов признаков $\mathbf{X}_{k+1}$ принять одно из следующих решений: гипотеза ϑ_1 верна, гипотеза ϑ_2 верна, либо продолжить наблюдение до получения дополнительной информации.

В соответствии с ПКОВ [1] на каждом $(k + 1)$-м шаге процедуры распознавания должно вычисляться отношение правдоподобия (ОП) наблюдаемой совокупности признаков при гипотезах ϑ_1 и ϑ_2

$$\Lambda_{k+1} = \frac{p(\mathbf{X}_{k+1} \mid \vartheta_1)}{p(\mathbf{X}_{k+1} \mid \vartheta_2)}, \tag{2}$$

где $p(\mathbf{X}_{k+1} \mid \vartheta_1)$, $p(\mathbf{X}_{k+1} \mid \vartheta_2)$ – многомерные плотности вероятности классификационных признаков, соответствующие гипотезам ϑ_1 и ϑ_2.

При допущении статистической независимости отдельных наблюдений условные многомерные плотности вероятности могут быть представлены в виде произведения

$$p(\mathbf{X}_{k+1} \mid \vartheta_i) = \prod_{j=1}^{k+1} p(\mathbf{x}_j \mid \vartheta_i), \; i = 1, \; 2, \tag{3}$$

где $p(\mathbf{x}_j \mid \vartheta_i)$ – многомерная плотность вероятности классификационных признаков, сформированная на текущем j-м шаге и соответствующая гипотезе ϑ_i.

Такой подход позволяет перейти к рекуррентной форме вычисления ОП (2). В логарифмическом представлении это соответствует накоплению решающей статистики в виде суммы приращений, каждое из которых определяется очередным наблюдением $\mathbf{x}_{k+1}$.

На каждом шаге распознавания текущее значение ОП, либо его логарифма, должно сравниваться с двумя пороговыми уровнями. При достижении верхнего порога принимается решение в пользу гипотезы ϑ_1, при достижении нижнего – в пользу гипотезы ϑ_2, а если текущее значение решающей статистики располагается между порогами, наблюдение продолжается. Значения порогов определяются исходя из требуемых вероятностей ошибочных решений для рассматриваемых гипотез.

Непосредственное применение ПКОВ Вальда к многомерному вектору классификационных признаков требует задания условных плотностей вероятности $p(\mathbf{x}_{k+1} \mid \vartheta_i)$, $i = 1, 2$, получение которых в задачах РЛР затруднено вследствие высокой размерности признакового пространства и отсутствия аналитических моделей распределений. Это обусловливает необходимость разработки процедуры формирования решающей статистики, пригодной для последовательного распознавания без явного задания многомерных вероятностных моделей классификационных признаков.

Методика синтеза устройства последовательного двухальтернативного радиолокационного распознавания

Предлагаемая методика синтеза состоит из этапов обучения и последовательного радиолокационного распознавания. Процедура синтеза включает следующие операции.

1. Этап обучения устройства распознавания

1.1. Формирование обучающей выборки классификационных признаков объектов двух классов на основе априорной информации об их принадлежности к гипотезам ϑ_1 и ϑ_2.

1.2. Построение в многомерном пространстве признаков решающей границы между указанными классами с применением метода опорных векторов.

1.3. Переход от многомерного признакового описания к одномерной величине расстояния, характеризующей положение реализации относительно решающей границы.

1.4. Оценка условных вероятностей, используемых при формировании приращений решающей статистики последовательного распознавания.

2. Этап последовательного радиолокационного распознавания

2.1. Формирование текущего вектора классификационных признаков по данным радиолокационного наблюдения.

2.2. Определение положения указанного вектора относительно решающей границы, полученной на этапе обучения.

2.3. Формирование приращения решающей статистики на основе условных вероятностей, оцененных по обучающей выборке.

2.4. Накопление решающей статистики по мере поступления новых наблюдений.

2.5. Сравнение накопленной статистики с пороговыми уровнями и принятие решения в пользу гипотезы ϑ_1, гипотезы ϑ_2 либо продолжения наблюдения.

На рис. 1 представлена функциональная схема, поясняющая методику синтеза устройства последовательного РЛР. Схема задает общую алгоритмическую структуру устройства РЛР, которая сохраняется при использовании различных наборов сигнальных или траекторных признаков. При изменении состава признаков, режима наблюдения или характеристик радиолокационного средства требуется повторное обучение классификатора, однако последовательность основных операций остается неизменной.

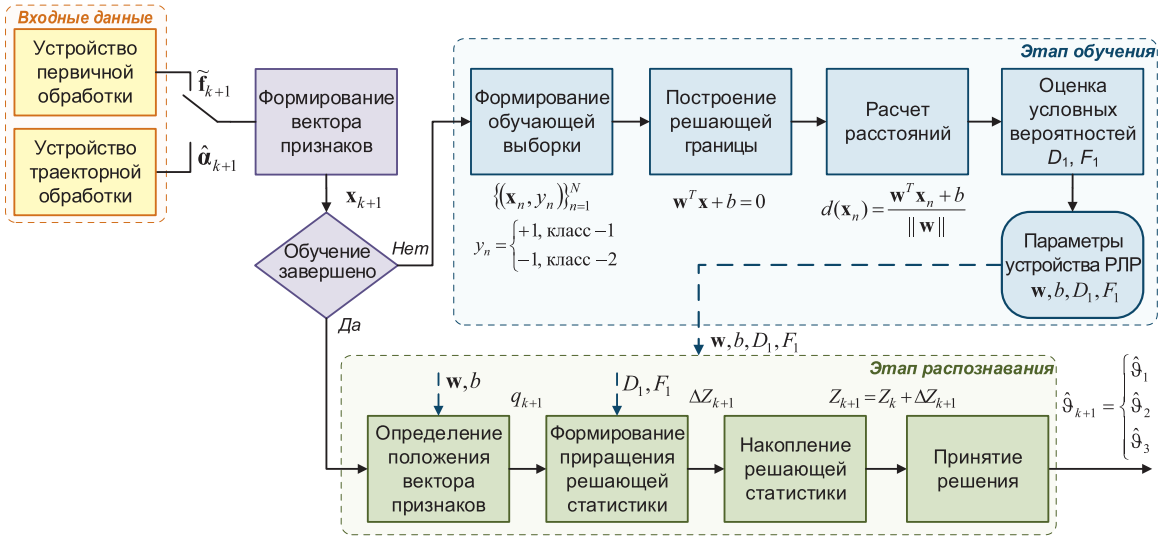


Рис. 1. Функциональная схема, поясняющая методику синтеза устройства последовательного радиолокационного распознавания
Fig. 1. Functional diagram explaining the method of synthesizing a sequential radar recognition device

Формализация этапа обучения устройства последовательного радиолокационного распознавания

Этап обучения выполняется до начала рабочего применения устройства и предназначен для формирования параметров, необходимых для последующей реализации процедуры последовательного РЛР.

Формирование обучающей выборки классификационных признаков объектов двух классов на основе априорной информации об их принадлежности к гипотезам ϑ_1 *и* ϑ_2. Исходными данными этапа обучения являются реализации радиолокационных наблюдений объектов с известной классовой принадлежностью. Если устройство предназначено для функционирования по сигнальным признакам, то обучающая выборка формируется по реализациям, доступным на этапе первичной обработки принятого сигнала $\tilde{\mathbf{f}}_{k+1}$. Если устройство синтезируется по траекторным признакам, то обучающая выборка формируется по признакам, вычисляемым на этапе траекторной обработки на основе фильтрованных оценок вектора состояния объекта $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k+1}$.

В результате обработки радиолокационных данных для каждого наблюдаемого объекта формируется последовательность векторов классификационных признаков. На этапе обучения из совокупности таких реализаций составляется обучающая выборка вида

$$\left\{\left(\mathbf{x}_n, y_n\right)\right\}_{n=1}^{N}, \tag{4}$$

где $\mathbf{x}_n$ – L-мерный вектор классификационных признаков, соответствующий n-й реализации; y_n – метка класса, принимающая значения +1, если $\mathbf{x}_n$ относится к первому классу, и –1, если $\mathbf{x}_n$ относится ко второму классу; $N = N_1 + N_2$ – общее количество реализаций в обучающей выборке; N_1 (N_2) – количество реализаций, соответствующих объектам первого (второго) класса.

Для обеспечения сбалансированного обучения классификатора целесообразно использовать сопоставимое количество реализаций каждого класса $N_1 \approx N_2$ [6].

Построение в многомерном пространстве признаков решающей границы между указанными классами с применением метода опорных векторов. Для построения решающей границы между классами используется метод опорных векторов с линейным ядром [6]. Результатом обучения является уравнение разделяющей гиперплоскости вида

$$\mathbf{w}^T\mathbf{x} + b = 0, \tag{5}$$

где $\mathbf{w}$ – вектор нормали к разделяющей гиперплоскости; b – смещение.

Параметры $\mathbf{w}$ и b определяются путем решения задачи квадратичного программирования, обеспечивающей максимизацию ширины разделяющей полосы, ограниченной опорными векторами двух классов. Параметры разделяющей гиперплоскости определяются стандартной процедурой обучения метода опорных векторов [6].

Таким образом, уравнение (5) задает разбиение пространства признаков на две области $\Gamma_1 = \{\mathbf{x}: \mathbf{w}^T\mathbf{x} + b > 0\}$ и $\Gamma_2 = \{\mathbf{x}: \mathbf{w}^T\mathbf{x} + b < 0\}$, которые соответствуют гипотезам ϑ_1 и ϑ_2. Такое сопоставление определяется автоматически в процессе обучения на основе меток классов обучающей выборки.

Переход от многомерного признакового описания к одномерной величине расстояния, характеризующей положение реализации относительно решающей границы. Для реализации последовательной процедуры распознавания многомерный вектор признаков объекта преобразуется в одномерную решающую величину, сохраняющую информацию о положении реализации относительно решающей границы. В случае использования линейной разделяющей гиперплоскости такой величиной служит ориентированное расстояние от вектора признаков $\mathbf{x}_n$ до гиперплоскости (5)

$$d(\mathbf{x}_n) = \frac{\mathbf{w}^T\mathbf{x}_n + b}{\|\mathbf{w}\|}, \; n = 1, \ldots, N, \tag{6}$$

где $\|\mathbf{w}\| = \sqrt{\mathbf{w}^T\mathbf{w}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{L} w_i^2}$ – евклидова норма вектора, перпендикулярного разделяющей гиперплоскости.

В отличие от этапа построения гиперплоскости, где ее положение фактически определяется только опорными векторами, на данном этапе расстояния $d(\mathbf{x}_n)$ вычисляются для всех реализаций обучающей выборки. Знак величины $d(\mathbf{x}_n)$ определяет область признакового пространства, к которой относится реализация, а модуль характеризует степень ее удаленности от границы разделения классов. Таким образом, обучающая выборка (4) в многомерном пространстве признаков преобразуется в выборку одномерных значений $\{(d(\mathbf{x}_n), y_n)\}_{n=1}^{N}$.

Оценка условных вероятностей, используемых при формировании приращений решающей статистики последовательного распознавания. Обозначим через D_1 условную вероятность того, что реализация, принадлежащая первому классу, будет отнесена к области Γ_1. Аналогично обозначим через F_1 условную вероятность того, что реализация, принадлежащая второму классу, также будет отнесена к области Γ_1. Тогда после перехода к одномерной величине расстояния указанные вероятности оцениваются по обучающей выборке:

$$D_1 = \frac{1}{N_1}\sum_{n:\, y_n=+1} \mathrm{I}(d(\mathbf{x}_n) \ge 0); \quad F_1 = \frac{1}{N_2}\sum_{n:\, y_n=-1} \mathrm{I}(d(\mathbf{x}_n) \ge 0), \tag{7}$$

где $\mathrm{I}(d(\mathbf{x}_n) \ge 0) = \begin{cases} 1, \text{ если } d(\mathbf{x}_n) \ge 0 \\ 0, \text{если } d(\mathbf{x}_n) < 0 \end{cases}$ – индикаторная функция.

Таким образом, величина D_1 характеризует вероятность правильного распознавания объекта первого класса, тогда как F_1 – вероятность ложного распознавания объекта первого класса. Соответственно, вероятность $1-D_1$ определяет вероятность ложного распознавания объекта второго класса, а $1-F_1$ – вероятность правильного распознавания объекта второго класса. Наглядная интерпретация процедуры оценивания указанных вероятностей приведена на рис. 2.

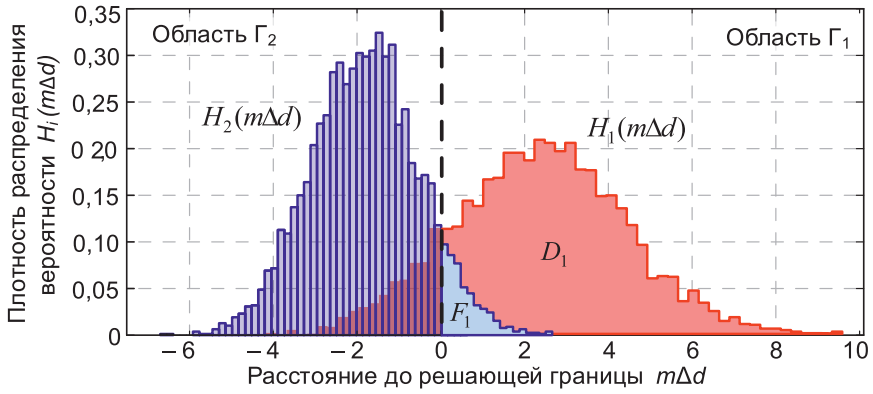


Рис. 2. Пример гистограммы распределения расстояний до решающей границы для объектов первого и второго классов

Fig. 2. Example histogram of the distribution of distances to the decision boundary for objects of the first and second classes

По оси абсцисс откладывается значение расстояния $m\Delta d$ от вектора признаков до решающей границы, а распределения данной величины для первого и второго классов (гистограммы $H_1(m\Delta d)$ и $H_2(m\Delta d)$) позволяют представить условные вероятности правильного и ложного распознавания в виде площадей под соответствующими кривыми распределения. Так, для примера на рис. 2 определены значения $D_1 = 0{,}859$ и $F_1 = 0{,}078$.

В качестве порогового для разделения классов принимается значение расстояния $m\Delta d = 0$, соответствующее разделяющей гиперплоскости, полученной методом опорных векторов (рис. 2, вертикальная линия). В соответствии с принятым разбиением признакового пространства условные вероятности D_1 и F_1 определяются как доли реализаций, попадающих в область $m\Delta d \geq 0$ при истинности гипотез ϑ_1 и ϑ_2 соответственно.

Этап обучения обеспечивает формирование исходных данных (параметров решающей границы $\mathbf{w}$ и b, а также условных вероятностей D_1 и F_1), необходимых для реализации ПКОВ без явного аналитического задания многомерных распределений классификационных признаков.

Формализация этапа последовательного радиолокационного распознавания

Этап последовательного РЛР реализуется в процессе текущего наблюдения объекта неизвестного класса и заключается в последовательном анализе поступающих векторов классификационных признаков с последующим накоплением решающей статистики и принятием решения в пользу одной из рассматриваемых гипотез ϑ_1 или ϑ_2.

Формирование текущего вектора классификационных признаков по данным радиолокационного наблюдения. На каждом шаге наблюдения формируется текущий вектор классификационных признаков объекта. В общем случае состав текущего вектора классификационных признаков $\mathbf{x}_{k+1}$ определяется видом используемой информации о наблюдаемом объекте и может включать сигнальные или траекторные признаки.

Определение положения вектора классификационных признаков относительно решающей границы, полученной на этапе обучения. На текущем шаге наблюдения для вектора признаков $\mathbf{x}_{k+1}$ по параметрам решающей границы (6), полученным на этапе обучения, вычисляется значение ориентированного расстояния $d(\mathbf{x}_{k+1})$. В зависимости от знака вводится бинарное решение q_{k+1}, определяемое следующим образом:

$$q_{k+1} = \begin{cases} +1, \text{ если } d(\mathbf{x}_{k+1}) \geq 0; \\ -1, \text{ если } d(\mathbf{x}_{k+1}) < 0. \end{cases} \tag{8}$$

Значение $q_{k+1} = +1$ соответствует отнесению текущего вектора признаков к области Γ_1, характеризующей гипотезу ϑ_1, а $q_{k+1} = -1$ – к области Γ_2, характеризующей гипотезу ϑ_2.

Формирование приращения решающей статистики на основе условных вероятностей, оцененных по обучающей выборке. Поскольку q_{k+1} является бинарной случайной величиной, ее распределение при каждой из гипотез ϑ_1 и ϑ_2 полностью определяется двумя парами условных вероятностей:

$$\begin{gathered} P(q_{k+1} = +1 \,|\, \vartheta_1) = P(d(\mathbf{x}_{k+1}) \geq 0 \,|\, \vartheta_1) = D_1, \;\; P(q_{k+1} = +1 \,|\, \vartheta_2) = P(d(\mathbf{x}_{k+1}) \geq 0 \,|\, \vartheta_2) = F_1; \\ P(q_{k+1} = -1 \,|\, \vartheta_1) = P(d(\mathbf{x}_{k+1}) < 0 \,|\, \vartheta_1) = 1 - D_1, \;\; P(q_{k+1} = -1 \,|\, \vartheta_2) = P(d(\mathbf{x}_{k+1}) < 0 \,|\, \vartheta_2) = 1 - F_1. \end{gathered} \tag{9}$$

Следовательно, условные функции правдоподобия бинарного решения q_{k+1} при проверяемых гипотезах могут быть представлены в виде:

$$p(q_{k+1} \,|\, \vartheta_1) = \begin{cases} D_1, & \text{если } q_{k+1} = +1; \\ 1 - D_1, & \text{если } q_{k+1} = -1; \end{cases} \quad p(q_{k+1} \,|\, \vartheta_2) = \begin{cases} F_1, & \text{если } q_{k+1} = +1; \\ 1 - F_1, & \text{если } q_{k+1} = -1. \end{cases} \tag{10}$$

В соответствии с ПКОВ Вальда [1] приращение решающей статистики на $(k + 1)$-м шаге наблюдения определяется логарифмом ОП текущего значения бинарного решения

$$\Delta Z_{k+1} = \ln \frac{p(q_{k+1} \,|\, \vartheta_1)}{p(q_{k+1} \,|\, \vartheta_2)}. \tag{11}$$

Подставляя выражения (10) в (11), получаем следующие формулы для приращений решающей статистики:

$$\Delta Z_{k+1} = \begin{cases} \ln\left(\dfrac{D_1}{F_1}\right), & \text{если } q_{k+1} = +1; \\ \ln\left(\dfrac{1-D_1}{1-F_1}\right), & \text{если } q_{k+1} = -1. \end{cases} \tag{12}$$

Важной особенностью предложенного способа формирования приращения решающей статистики (12) является то, что условные вероятности D_1 и F_1 не задаются априорно и не выводятся из аналитических моделей распределения многомерного вектора признаков. Они оцениваются непосредственно по обучающей выборке после построения решающей границы методом опорных векторов. Это позволяет реализовать процедуру применения ПКОВ Вальда в задаче двухальтернативного РЛР в тех случаях, когда многомерные условные плотности вероятности классификационных признаков неизвестны, имеют сложную структуру или прямое вероятностное моделирование многомерного признакового пространства затруднено.

Таким образом, предложенный способ формирования статистики (12) выступает связующим звеном между этапом обучения, на котором строится разделяющее правило в многомерном пространстве признаков, и этапом распознавания, на котором рекуррентно формируется решающая статистика.

Накопление решающей статистики по мере поступления новых наблюдений. В процессе РЛР в режиме реального времени последовательность бинарных решений, формируемых на основе текущих реализаций вектора классификационных признаков, используется для накопления решающей статистики ПКОВ Вальда. Решающая статистика на (k + 1)-м шаге наблюдения формируется в виде рекуррентной суммы указанных приращений

$$Z_{k+1} = Z_k + \Delta Z_{k+1},\ Z_0 = 0\,. \tag{13}$$

Особенности реализации процедуры накопления решающей статистики определяются типом применяемых классификационных признаков. При использовании сигнальных признаков вектор $\mathbf{x}_{k+1}$ формируется на этапе первичной обработки и характеризует отдельную радиолокационную отметку. В связи с этим перед накоплением решающей статистики сопровождаемой цели требуется выполнение процедуры отождествления отметок. Для этого информационное описание отметки дополняется результатом текущего распознавания, представленным в виде бинарного решения q_{k+1} либо соответствующего приращения решающей статистики ΔZ_{k+1}. После отождествления указанная информация используется для обновления решающей статистики сопровождаемой цели. При использовании траекторных признаков такая процедура не требуется, поскольку признаки $\mathbf{x}_{k+1}$ вычисляются непосредственно по фильтрованным оценкам вектора состояния цели. При этом вычисление q_{k+1} и формирование ΔZ_{k+1} выполняются непосредственно на этапе траекторной обработки. Независимо от типа используемых признаков последующая процедура принятия решения на основе сравнения накопленной решающей статистики с пороговыми уровнями остается неизменной.

Сравнение накопленной статистики с пороговыми уровнями и принятие решения в пользу гипотез ϑ_1 и ϑ_2, либо о продолжении наблюдения. На каждом (k + 1)-м шаге наблюдения после вычисления значения Z_{k+1} (13) осуществляется его сравнение с порогами [1]:

$$Z^*_{up} = \ln\left(\frac{D_{\text{тр}}}{F_{\text{тр}}}\right);\ Z^*_{low} = \ln\left(\frac{1-D_{\text{тр}}}{1-F_{\text{тр}}}\right), \tag{14}$$

где $D_{\text{тр}}$ ($F_{\text{тр}}$) – требуемая условная вероятность правильного (ложного) распознавания объекта первого класса.

В таком случае правило принятия решения имеет следующий вид:

$$\hat{\vartheta}_{k+1} = \begin{cases} \hat{\vartheta}_1, \text{если } Z_{k+1} \geq Z^*_{up}; \\ \hat{\vartheta}_2, \text{если } Z_{k+1} \leq Z^*_{low}; \\ \hat{\vartheta}_3, \text{если } Z^*_{low} < Z_{k+1} < Z^*_{up}, \end{cases} \tag{15}$$

где $\hat{\vartheta}_1$, $\hat{\vartheta}_2$ – решение о принадлежности объекта к первому и второму классам соответственно; $\hat{\vartheta}_3$ – решение о продолжении наблюдения.

При каждом новом шаге наблюдения значение решающей статистики изменяется на фиксированную величину, определяемую бинарным решением q_{k+1}. В случае, если бинарное решение $q_{k+1} = +1$, решающая статистика возрастает на величину $\Delta Z_{k+1}(q_{k+1} = +1) = \ln\left(D_1/F_1\right)$, в противном случае – уменьшается на $\Delta Z_{k+1}(q_{k+1} = -1) = \ln\left(\left(1-D_1\right)/\left(1-F_1\right)\right)$. Процесс наблюдения продолжается до момента пересечения решающей статистикой одного из порогов, после чего принимается окончательное решение о классе наблюдаемого объекта.

На рис. 3 представлена иллюстрация процесса формирования решающей статистики и принятия решения в соответствии с ПКОВ для случая, когда условные вероятности, полученные на этапе обучения, равны $D_1 = 0{,}859$ и $F_1 = 0{,}078$, а требуемые заданы $D_{тр} = 0{,}9$ и $F_{тр} = 0{,}01$. В этом случае значения приращений решающей статистики составляют $\Delta Z_{k+1}(q_{k+1} = +1) = 2{,}4$ и $\Delta Z_{k+1}(q_{k+1} = -1) = -1{,}88$.

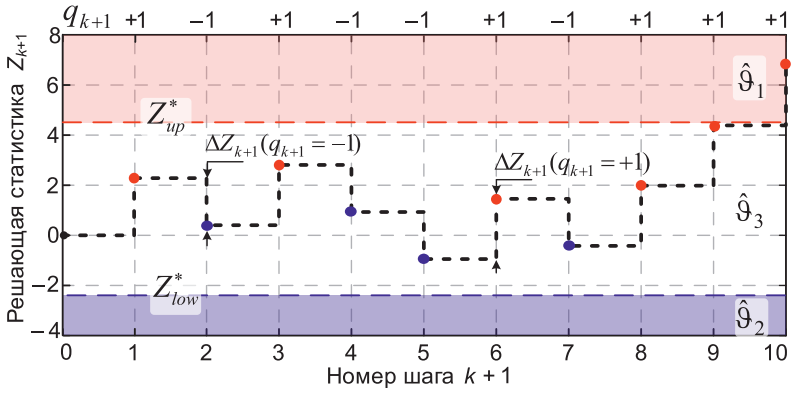


Рис. 3. Пример формирования решающей статистики и принятия решения в соответствии с последовательным критерием отношения вероятностей
Fig. 3. An example of forming decisive statistics and making a decision in accordance with a sequential probability ratio criterion

Следует отметить, что вероятности D_1 и F_1 характеризуют качество одношагового решения, формируемого классификатором на основе текущего вектора признаков. Вероятности $D_{тр}$ и $F_{тр}$ задают требуемые показатели качества всей последовательной процедуры распознавания. Поэтому практический смысл последовательного накопления проявляется в том случае, когда требования к итоговому решению более жесткие, чем качество одного наблюдения, т. е., как правило, $D_{тр} > D_1$ и $F_{тр} < F_1$. В этом случае одиночное решение классификатора недостаточно для принятия окончательного решения с заданной достоверностью, и требуется накопление нескольких бинарных решений. Если же принять $D_{тр} = D_1$ и $F_{тр} = F_1$, последовательная процедура фактически вырождается в одношаговую, поскольку пороговые уровни оказываются согласованными с приращениями статистики одного наблюдения.

Заключение

1. Разработана методика синтеза устройства двухальтернативного радиолокационного распознавания, основанная на совместном применении метода опорных векторов и последовательного критерия отношения вероятностей Вальда. Предложенный подход обеспечивает реализацию последовательного распознавания без аналитического задания многомерных условных плотностей вероятности классификационных признаков за счет перехода от многомерного пространства признаков к бинарным решениям, формируемым относительно разделяющей гиперплоскости.

2. Предложен способ формирования приращений решающей статистики последовательного критерия отношения вероятностей Вальда на основе условных вероятностей правильного и ложного распознавания, оцениваемых непосредственно по обучающей выборке после построения решающей границы методом опорных векторов. Это позволяет выполнять рекуррентное накопление решающей статистики в процессе радиолокационного наблюдения и принимать решение по мере поступления новых наблюдений.

3. Методика имеет единую алгоритмическую структуру при использовании различных типов классификационных признаков и может быть реализована как по сигнальным признакам, фор-

мируемым на этапе первичной обработки радиолокационных сигналов, так и по траекторным признакам, вычисляемым при сопровождении целей. Это обеспечивает возможность ее практического применения в задачах радиолокационного распознавания.

Список литературы / References

1. Fu K. (1971) *Sequential Methods in Pattern Recognition and Machine Learning*. Moscow, Nauka (in Russian).
2. Khramiankou A. S., Yarmolik S. N. (2013) The Comparative Analysis of Radar-tracking Searchers Based on Neiman-Pierson Criterion and Sequential Probability Ratio Test. *Doklady BGUIR*. (6), 72–78 (in Russian).
3. Kent S., Kasapoglu N. G., Kartal M. (2008) Radar Target Classification Based on Support Vector Machines and High Resolution Range Profiles. *Proceedings of the IEEE Radar Conference (RADAR 2008)*. Rome, Italy. 1–6. https://doi.org/10.1109/RADAR.2008.4721107.
4. Jasinski T., Brooker G., Antipov I. (2021) W-Band Multi-Aspect High Resolution Range Profile Radar Target Classification Using Support Vector Machines. *Sensors*. 21 (7). https://doi.org/10.3390/s21072385.
5. Bufler T. D., Narayanan R. M. (2016) Radar Classification of Indoor Targets Using Support Vector Machines. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 10 (8), 1468–1476. https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2015.0580.
6. Murphy K. P. (2012) *Machine Learning: A Probabilistic Perspective*. Cambridge, MIT Press.

Поступила 21.05.2026 Принята в печать 03.08.2026

Received: 21 May 2026 Accepted: 3 August 2026

Вклад авторов

Чигряй В. Г. сформулировал и описал методику синтеза устройства последовательного радиолокационного распознавания, предложил способ формирования приращения решающей статистики, собрал и систематизировал данные.

Солонар А. С. обосновал концепцию исследования, сформулировал идею, цели и задачи исследования.

Храменков А. С. сформулировал методику синтеза устройства последовательного радиолокационного распознавания, обобщил и интерпретировал результаты.

Authors' contribution

Chyhrai V. formulated and described the methodology for synthesizing a sequential radar recognition device, proposed a method for forming increments of the decision statistic, collected and systematized the data.

Solonar A. substantiated the research concept and formulated the idea, objectives, and tasks of the study.

Khramiankou A. formulated the methodology for synthesizing a sequential radar recognition device, generalized and interpreted the obtained results.

Сведения об авторах

Чигряй В. Г., адъюнкт каф. автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств, Военная академия Республики Беларусь (ВА РБ)

Солонар А. С., канд. техн. наук, доц., вед. науч. сотр., ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»

Храменков А. С., канд. техн. наук, доц., зам. нач. каф. автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств, ВА РБ

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
Минск, просп. Независимости, 220
Военная академия Республики Беларусь
Тел.: +375 17 287-42-46
E-mail: xras.tech@mail.ru
Храменков Андрей Сергеевич

Information about the authors

Chyhrai V., Adjunct of the Department of Automation, Radar and Transceivers, Military Academy of the Republic of Belarus (MA RB)

Solonar A., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Leading Researcher, JSC "KB Radar" – Managing Company of "Radar Systems" Holding

Khramiankou A., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Deputy Head of the Department of Automation, Radar and Transceivers, MA RB

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus
Minsk, Nezavisimosti Ave., 220
Military Academy of the Republic of Belarus
Tel.: +375 17 287-42-46
E-mail: xras.tech@mail.ru
Khramiankou Andrei

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-42-50

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 2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ВЕРИФИКАЦИЯ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ

А. Н. СОЛОВЬЁВ[1], С. И. ПОЛОВЕНЯ[2]

[1]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Республика Беларусь)
[2]Белорусская государственная академия связи (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Представлены результаты тестирования характерных сценариев каналов системы связи видимым светом. Выполнен анализ тепловых карт пороговых параметров и эффективности алгоритмов по средней скорости передачи данных и числу переключений для всех сценариев. Экспериментальная верификация, проведенная на разработанной установке, представленной в части 1, показала прирост средней скорости передачи данных в диапазоне от 1,88 до 47,62 % относительно классического порогового алгоритма во всех исследованных сценариях динамики канала. Предложенный алгоритм обеспечивает снижение 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 2. Экспериментальная верификация и анализ эффективности / А. Н. Соловьёв, С. И. Половеня // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 42–50. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-42-50.

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 2. EXPERIMENTAL VERIFICATION AND EFFECTIVENESS ANALYSIS

ALIAKSEI SALAUYOU[1], SIARHEI PALAVENIA[2]

[1]Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)
[2]Belarusian State Academy of Communications (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. Experimental Verification and Efficiency Analysis. The results of testing typical channel scenarios for visible light communication systems are presented. Heat maps of threshold parameters and algorithm efficiency are analyzed for the average data transfer rate and the number of switches for all scenarios. Experimental verification, conducted on the developed setup presented in Part 1, demonstrated an increase in the average data transfer rate in the range of 1.88 to 47.62 % relative to the classical threshold algorithm in all studied channel dynamics scenarios. The proposed algorithm reduces the number of modulation order switches relative to the classical threshold method in the range of 7.1 to 81.2 %, depending on the nature of 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 2. Experimental Verification and Effectiveness Analysis. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 42–50. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-42-50 (in Russian).

Введение

Настоящая статья является продолжением работы [1], в которой излагались теоретические основы комбинированного алгоритма адаптивного управления модуляцией (АУМ) для систем связи видимым светом (СВС), использующих совместный анализ коэффициента Херста H [2] и локальной оценки производной d отношения сигнал/шум (signal-to-noise ratio, SNR). В первой части статьи представлены экспериментальная установка [3], с помощью которой получали временные ряды SNR для различных сценариев, описаны три сравниваемых алгоритма (классический пороговый [4], гистерезисный [5] и предлагаемый комбинированный), а также обоснован выбор длины скользящего окна.

Методика тестирования

Для экспериментальной проверки предложенного комбинированного алгоритма АУМ и сравнения с классическим пороговым и гистерезисным методами использовались пять тестовых сценариев, показывающих наиболее характерные режимы динамики канала СВС.

Квазистационарный канал с редкими выбросами. Запись делалась в условиях переменной облачности: SNR держалось около 19,5 дБ, практически не изменяясь, за исключением начального периода стабилизации работы установки. Импульсных помех практически не было. При стандартных порогах все три алгоритма в этом сценарии просто удерживали 64-QAM без каких-либо переключений, и разницы между ними не было видно. Чтобы сделать сценарий более информативным, верхний порог поднимали до 19,5 дБ, т. е. прямо к среднему уровню сигнала. Это искусственно создало зону неопределенности и позволило увидеть, как алгоритмы ведут себя у границы переключения, когда H указывает на антиперсистентность или стабильный тренд. Ввиду искусственного повышения в результатах проверка этого сценария не фигурирует.

Медленное падение с последующим ростом SNR. Сценарий, когда SNR сначала монотонно снижалось при воздействии на приемник, который постепенно уходил из зоны уверенного, а потом так же плавно возвращалось. Важно, что оба участка присутствовали в одной непрерывной записи – это позволяло оценить своевременность как понижения, так и повышения порядка модуляции.

Колебания вблизи пороговых уровней. Флуктуации SNR происходили в окрестности всех порогов поочередно. У базового алгоритма в таких условиях часто наблюдается дребезг, и количество переключений сильно возрастает. Сценарий проверяет, умеет ли алгоритм отличить случайные колебания от направленного движения.

Показательный переходный сценарий. Последовательность падений и восстановлений сигнала в небольших пределах, сформированная с помощью механического воздействия в виде ударов с последующими затухающими гармоническими колебаниями. Сценарий предельно показательный, именно в таких условиях разрабатываемый алгоритм должен показать максимальное преимущество.

Частые случайные затемнения. Реальная запись с многократными затенениями разной глубины, вплоть до полного пропадания сигнала. Вариативность SNR здесь максимальная из всех пяти сценариев.

Частота регистрации SNR во всех случаях – около 10 Гц. Первые 60 отсчетов каждого файла отбрасывались, так как при начале работы приемника в них был крупный выброс, связанный с выходом на рабочий режим, который исказил бы статистику и масштаб графиков.

Порядок проведения испытаний

Эффективность алгоритмов оценивалась двумя основными метриками:
– средней скоростью передачи данных (характеризует спектральную эффективность):

$$\overline{R} = \frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T} R\left(m_t\right);$$

– суммарным числом переключений (характеризует стабильность управления):

$$N_s = \sum_{t=2}^{T} 1\left(m_t \neq m_{t-1}\right).$$

Дополнительно вычислялся относительный выигрыш по скорости для гистерезисного и синергетического алгоритмов по сравнению с пороговым. Для каждого сценария выполнялись следующие шаги:

– загрузка лог-файла в обработчик и исключение начального переходного процесса при включении;
– настройка параметров работы для всех алгоритмов;
– вычисление временных рядов H_t и d_t согласно приведенной выше методике тестирования;
– прогон всех алгоритмов (порогового, гистерезисного, комбинированного) с фиксированными параметрами по временному ряду SNR;
– расчет R, N_S и выигрыша G для каждого алгоритма;
– построение временных диаграмм SNR, H_t, d_t, N_S и вывод в консоль скоростей, переключений и выигрыша для всех алгоритмов.

В табл. 1 приведены средняя скорость передачи данных и число переключений для трех алгоритмов – порогового (Base), гистерезисного (Hyst) и комбинированного (Hd), – полученные на пяти тестовых сценариях. Для всех сценариев использованы единые параметры, за исключением квазистационарного случая, где верхний порог переключения временно поднят до 19,5 дБ (обоснование дано выше)

Таблица 1. Сравнение алгоритмов по средней скорости передачи данных и числу переключений
Table 1. Comparison of algorithms by average data rate and number of switchings

Сценарий	Алгоритм	Средняя скорость, Мбит/с	Число переключений	Выигрыш, %
Квазистационарный	Base	99,49	210	
	Hyst	97,26	4	–2,23
	Hd	**105,82**	**38**	**+6,36**
Медленное падение и рост SNR	Base	76,47	12	
	Hyst	75,91	6	–0,73
	Hd	**79,58**	**6**	**+4,07**
Колебания вблизи пороговых уровней	Base	91,91	28	
	Hyst	92,05	16	+0,15
	Hd	**95,91**	**26**	**+4,35**
Показательный переходный сценарий	Base	80,12	48	
	Hyst	80	0	–0,15
	Hd	**118,27**	**9**	**+47,62**
Частые случайные затемнения	Base	97,83	32	
	Hyst	98,66	22	+0,86
	Hd	**99,67**	**22**	**+1,88**

По данным табл. 1 можно сделать выводы, что комбинированный алгоритм АУМ Hd дает прирост скорости во всех сценариях в пределах от 1,88 до 47,62 % при числе переключений существенно меньше, чем у порогового. Гистерезисный алгоритм частые переключения подавляет хорошо, но по скорости в некоторых сценариях проигрывает даже пороговому, так как зона нечувствительности мешает воспользоваться устойчивым улучшением канала, в чем опять проявляется преимущество АУМ Hd.

Таким образом, предложенное АУМ показывает наилучший компромисс между скоростью и стабильностью, увеличивая скорость и уменьшая количество переключений относительно порогового и увеличивая скорость передачи относительно гистерезисного, который, не имея данных о положительных трендах, запаздывает с переключением порядка модуляции. В показательном сценарии отмечается преимущество, для которого и создавался комбинированный алгоритм, когда колебания происходят около порога, не выходя за зону нечувствительности, и с этого момента временные характеристики ряда позволяют существенно повысить скорость, не злоупотребляя лишними переключениями.

Вычислительная сложность алгоритма АУМ Hd – $O(N)$ ($N = 200$). Согласно длине скользящего окна, при вычислении параметров H и d выполняется порядка 1500 простых операций каждые 2 с. Пороговый и гистерезисный алгоритмы обходятся несколькими сравнениями, что соответствует сложности $O(1)$, но разница выглядит существенной только относительно, так как современные процессоры выполняют миллиарды операций в секунду. Дополнительная вычислительная нагрузка от алгоритма Hd составляет незначительную долю процента в обработке сложного модулированного сигнала и декодировании, при этом заметно улучшая эффективность передачи данных.

Для оценки влияния пороговых значений для коэффициента Херста H_{thr} и локальной оценки производной d_{thr} на эффективность адаптивного алгоритма были построены тепловые карты выигрыша по скорости передачи данных (рис. 1) для всех основных сценариев за исключением квазистационарного, так как в нем при стандартных параметрах переключения отсутствовали. Перебор проводился в диапазонах $H_{thr} \in [0{,}55;\ 0{,}9]$ с шагом 0,05 и $d_{thr} \in [0;\ 0{,}1]$ дБ/отсчет с шагом 0,005 для стандартных параметров алгоритма.

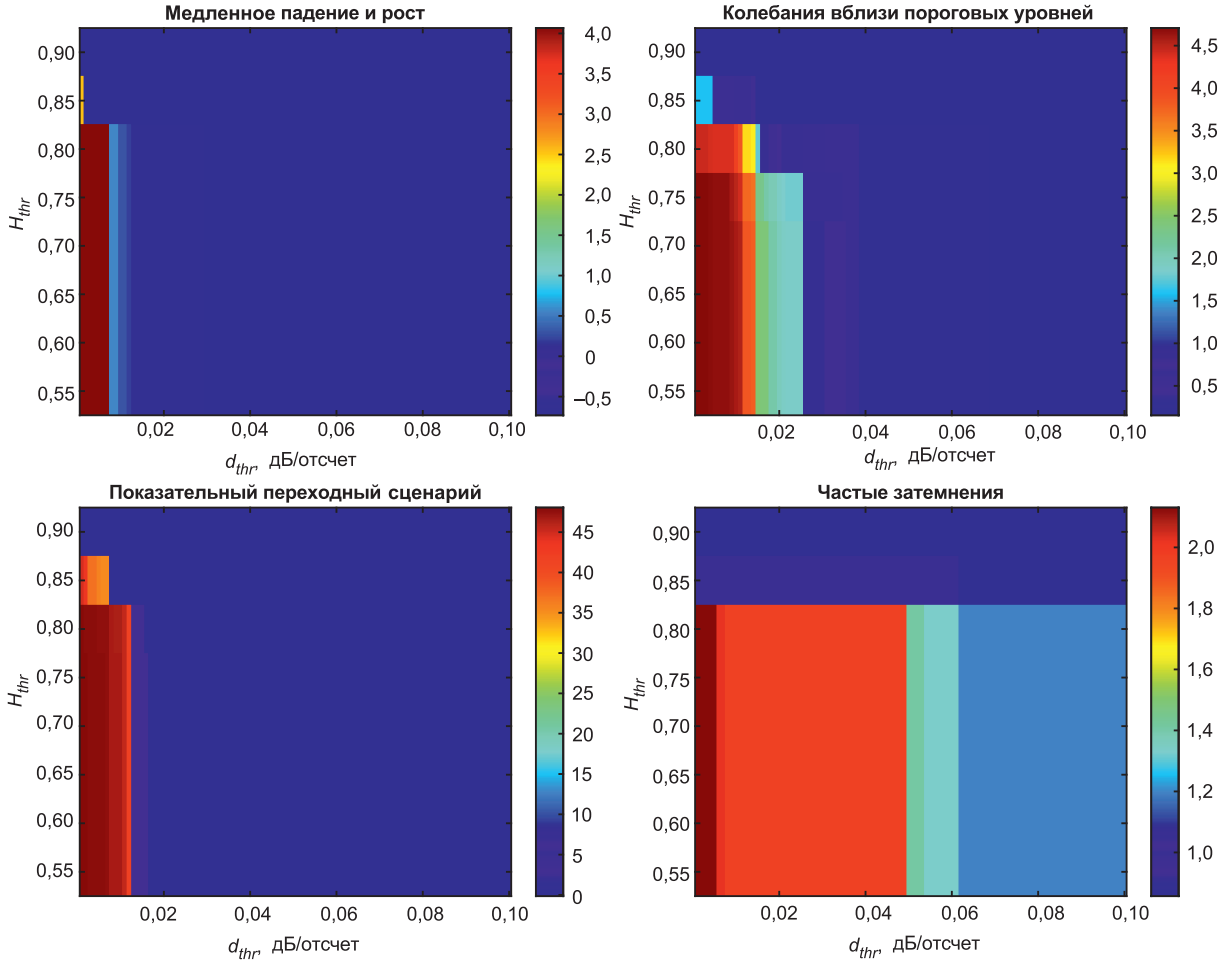


Рис. 1. Тепловые карты выигрыша по скорости передачи данных в зависимости от пороговых значений
Fig. 1. Heat maps of data transfer rate gains depending on threshold values

Картины выигрыша для трех сценариев выглядят похоже, основной вклад вносит порог d_{thr}, тогда как H_{thr} до значения примерно 0,8 дБ/отсчет на результат почти не влияет – карта в этой области практически однородна, а при $H_{thr} > 0{,}8$ выигрыш уменьшается. Сценарий с частыми затемнениями немного выбивается из общей картины – здесь зависимость несколько отличается, однако максимальный выигрыш находится при тех же параметрах, что и у предыдущих сценариев.

Отдельно была построена итоговая карта (рис. 2), где для каждой пары H_{thr}–d_{thr} брали не средний, а минимальный выигрыш по всем четырем сценариям.

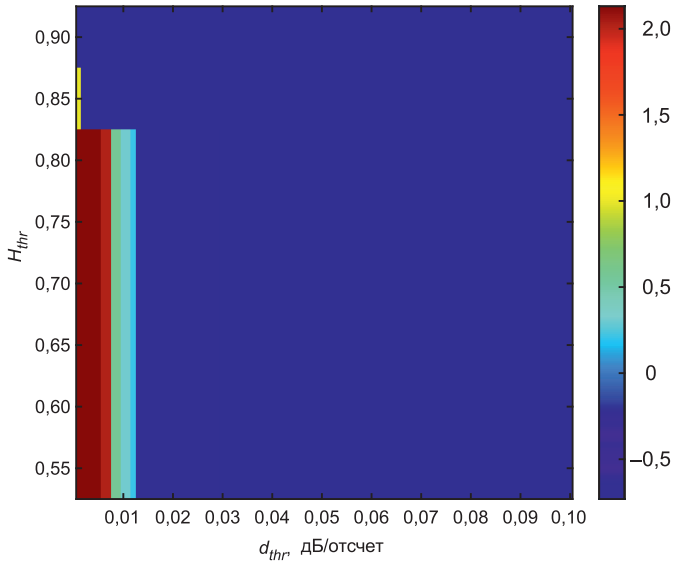


Рис. 2. Тепловая карта минимального выигрыша по четырем сценариям
Fig. 2. Heat map of minimum wins for four scenarios

Рабочая точка $H_{thr} = 0{,}75$, $d_{thr} = 0{,}002$ дБ/отсчет попадает в устойчивую зону выигрыша – минимальный равен примерно 2 %. Такой анализ показывает, что в худшем из рассмотренных сценариев алгоритм все равно оказывается лучше порогового, а, значит, параметры подбирались не под конкретный набор данных. Выигрыш сохраняется на широком диапазоне значений вокруг рабочей точки, что и демонстрирует тепловая карта.

Для детального анализа выбран сценарий медленного падения с последующим ростом SNR, так как он удобен тем, что в одной записи присутствуют оба направления изменения временных характеристик канала, и изменения происходят медленно с возможностью точечно отследить работу алгоритма. На рис. 3 для временно́го интервала длиной чуть более 250 с показаны диаграммы временного ряд SNR с нанесенными пороговыми уровнями, коэффициента Херста H, локальной оценки производной SNR, а также сравнение порядков модуляции трех алгоритмов.

На участке деградации канала ($t = 50$–130 с) все три алгоритма понижают порядок модуляции по мере падения SNR, как и предписывает алгоритм. Базовый переключается строго при пересечении порога сверху вниз, гистерезисный чуть позже из-за защитного стабилизирующего порога понижения, как и комбинированный алгоритм АУМ Hd.

На рис. 4 изображен увеличенный фрагмент в окрестности $t = 206{,}757$ с, где комбинированный алгоритм повышает порядок модуляции раньше двух других. Согласно рисунку, принципиальное различие проявляется на участке улучшения сигнала. И характер повышения позволяет обнаружить участки, где оценка локальной производной d имеет выраженный положительный всплеск выше порога d_{thr}, коэффициент Херста при этом также указывает на тренд значением, превышающим H_{thr}. И в этом случае комбинированный алгоритм выполняет повышение порядка модуляции раньше двух других. На рис. 4 этот момент зафиксирован точечно: SNR = 17,259 дБ – ниже порога $\theta_3 = 18$ дБ; $H = 0{,}83$; $d = 0{,}0067$ дБ/отсчет. Пороговый алгоритм ждет пересечения порога снизу вверх, а гистерезисный – еще дольше, так как ему нужно значение 18 дБ, чтобы выйти из защитной зоны. Алгоритм АУМ, находясь в той же зоне неопределенности, видит одновременное выполнение условий $H > H_{thr}$ и $d > d_{thr}$ и переходит на модуляцию, обеспечивающую скорость 120 Мбит/с раньше всех. Это прямая экспериментальная иллюстрация того, как срабатывает опережающее переключение на реальных значениях SNR канала СВС.

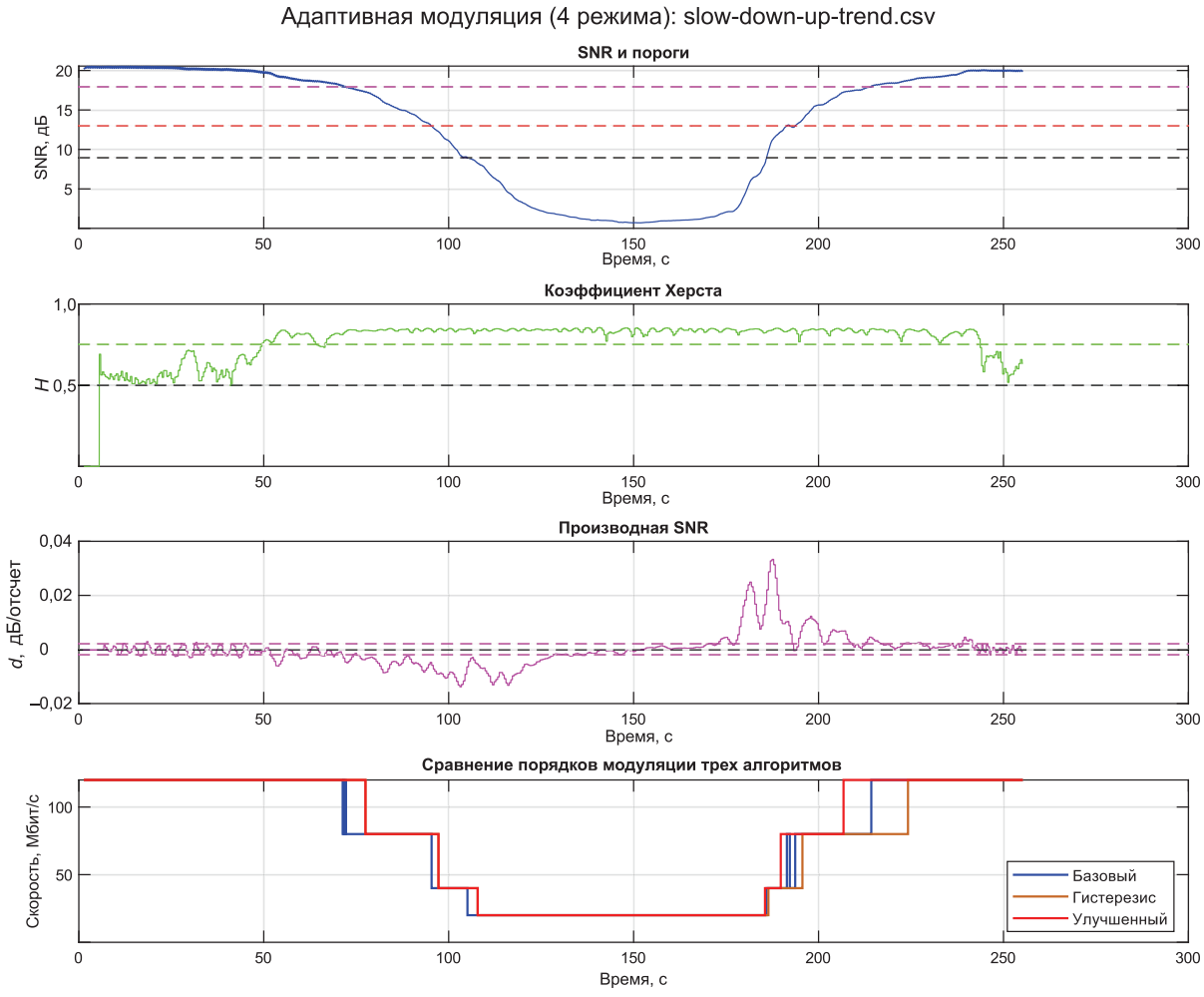


Рис. 3. Общая временна́я диаграмма с наблюдаемыми параметрами
Fig. 3. General time diagram with observed parameters

Результаты исследований и их обсуждение

Полученные результаты подтверждают: совместный анализ мгновенного значения SNR, коэффициента Херста и локальной производной позволяет улучшить эффективность и стабильность управления по сравнению с классическим пороговым и гистерезисным алгоритмами переключения порядка модуляции. Коэффициент Херста, вычисляемый методом R/S-анализа на скользящем окне, выступает показателем устойчивости, а параметр d, определяющий направление тренда, позволяет алгоритму дополнительно различать рост и падение SNR.

Гистерезисный метод с переключениями справляется хорошо, но выигрыш происходит за счет уменьшения скорости; в большинстве сценариев гистерезис проигрывает пороговому алгоритму по скорости передачи. Причина в том, что фиксированная защитная зона нечувствительности не позволяет использовать устойчивое улучшение канала, тогда как адаптивный алгоритм, получая информацию о положительном устойчивом тренде, увеличивает скорость при одновременном снижении числа переключений относительно порогового метода.

Тепловые карты показали, что выигрыш слабо зависит от H_{thr} вплоть до значений 0,8, а основной прирост дают малые значения d_{thr}. Значит, выбранные значения не являются подгоночными – во всех исследованных сценариях алгоритм дает выигрыш, т. е. рабочая точка устойчива и может рекомендоваться при практической реализации.

Алгоритм не нуждается в обучении. При частоте регистрации 10 Гц и шаге окна 2 с он использует только стандартные операции – выделение окна, накопление сумм, логарифмирование. Это позволяет встраивать его в существующие приемники без смены аппаратной части, что выгодно отличает алгоритм от методов машинного обучения, требующих больших обучающих выборок и заметных вычислительных ресурсов.

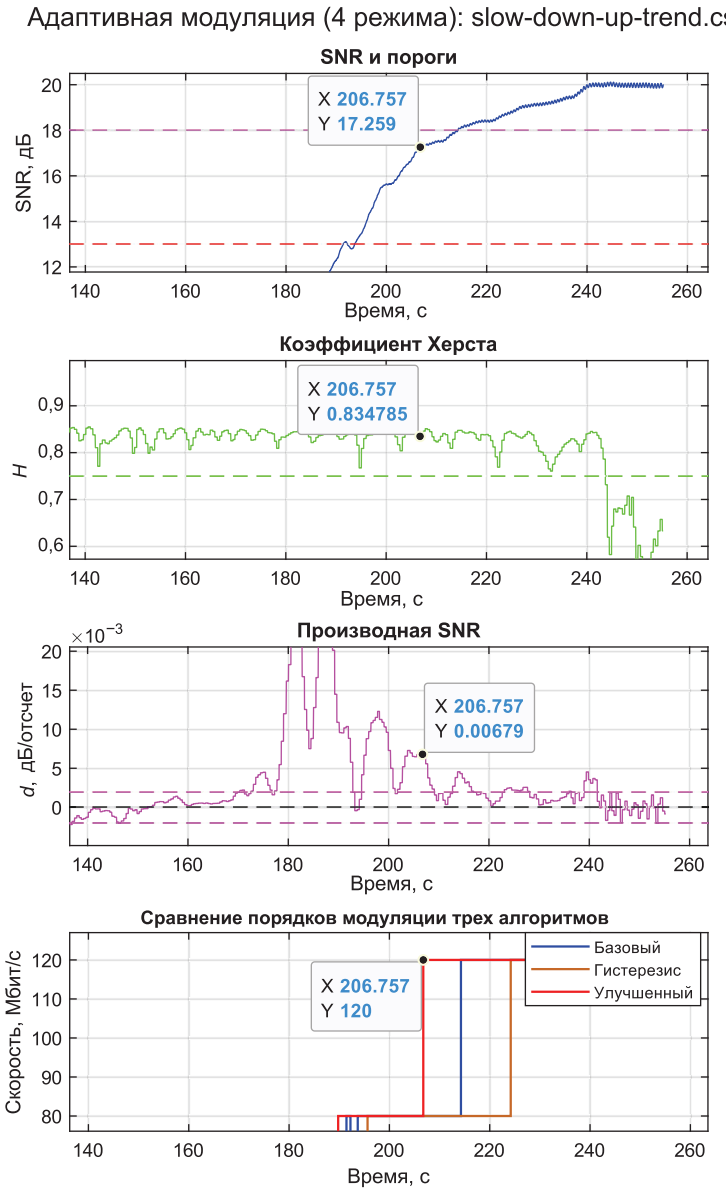


Рис. 4. Крупный план момента опережающего повышения порядка модуляции комбинированным алгоритмом адаптивного управления модуляцией Hd
Fig. 4. Close-up of the moment of advanced increase in the modulation order by the combined algorithm of adaptive modulation control Hd

Исследование имеет ряд ограничений. Оно выполнено в одиночном канале точка–точка, масштабирование на мультиагентные сценарии требует отдельного изучения. Прямых измерений частоты битовых ошибок не проводилось, оценка опиралась на теоретические кривые для канала с аддитивным белым гауссовым шумом. Параметры H_{thr} и d_{thr} хотя и показали оптимальную рабочую точку для всех сценариев на тепловых картах в исследованном диапазоне, могут потребовать настройки при специфической динамике канала. В качестве направления дальнейших исследований рассматриваются реализация алгоритма в программно определяемом радио с переключением режима модуляции и вычисление частоты битовых ошибок в условиях подвижного приемника при работе в реальном времени.

Заключение

1. Разработан и экспериментально верифицирован комбинированный алгоритм адаптивного управления модуляцией для систем связи видимым светом, основанный на совместном анализе коэффициента Херста и локальной оценки производной отношения сигнал/шум. Алгоритм

использует мгновенное значение SNR, а в зонах неопределенности вблизи порогов переключения – информацию о памяти в канале H и направлении изменения сигнала d. Тестирование выполнено на пяти сценариях, охватывающих квазистационарный режим, направленные тренды, колебания вблизи порогов, показательные переходные процессы и глубокие случайные затенения.

2. Предложенный алгоритм адаптивного управления модуляцией на основе совместного анализа коэффициента Херста и локальной производной SNR обеспечивает прирост средней скорости передачи данных в диапазоне от 1,88 до 47,62 % относительно классического порогового алгоритма во всех исследованных сценариях динамики канала связи видимым светом, включая медленные тренды и нестационарные воздействия. Также 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. Причем наибольший эффект достигается в сценариях с интенсивными флуктуациями вблизи пороговых уровней и частыми нестационарными воздействиями.

3. Достигнутый компромисс между спектральной эффективностью и стабильностью управления не требует обучения или модернизации аппаратной части и может быть рекомендован для реализации в системах связи видимым светом, работающих в нестационарных условиях.

Список литературы

1. 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. Половеня // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 4. С. 63–71. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-4-63-71.
2. 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.
3. 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.
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.

Поступила 26.05.2026 Принята в печать 24.06.2026

References

1. 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).
2. 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.
3. 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).
4. Goldsmith A. (2005) *Wireless Communic*ations. 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.

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 временны́х рядов SNR, обработал и проанализировал полученные данные, построил графики, оформил рукопись статьи.

Половеня 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

Половеня 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 Radio Technologies 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

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-51-59

UDC 621.396.96

ESTIMATION OF THE ANGULAR TURN RATE OF AN AIRBORNE OBJECT BASED ON THE UNSCENTED TRANSFORMATION OF AN AUGMENTED STATE VECTOR

PETR KHMARSKI[1], VALENTIN ARTEMIEV[1], ALEXANDER NAUMOV[1], ALEXANDER BONDARENKO[2], BOBOMUROD MUXAMMEDOV[3]

[1]Institute of Applied Physics of the National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)
[2]Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)
[3]Institute of Military Aviation of the University of Military Security and Defense of the Republic of Uzbekistan (Qarshi, Republic of Uzbekistan)

Abstract. A discrete filter is examined for the joint estimation of the coordinates, velocity, and angular rate Ω of a target performing a steady turn, based on indirect (polar/spherical) radar measurements. When Ω is included in the augmented state vector, the increment conversion matrix becomes a nonlinear function of Ω itself; consequently, linearization – as employed in previously studied versions of the extended Kalman filter for indirect measurements – requires recalculating the Jacobian matrix at each step and introduces an additional methodological error. An unscented transformation of the augmented state vector is proposed to eliminate the need for linearizing the motion and measurement models. Monte Carlo statistical simulations (N_{run} = 545) were conducted to compare the proposed algorithm with its linearized counterpart across eight standard surveillance radar types (2D and 3D) and five target turn rates. The results demonstrate that the proposed algorithm yields a root-mean-square error for the Ω estimate that is, on average, 4.3 times lower (median 4.0; range 1.4–14.0 across all observation conditions) than that of the linearized extended Kalman filter, while offering a more modest improvement (averaging 1.2 times) in the root-mean-square error of the position estimate.

Keywords: extended Kalman filter, unscented transform, steady-state turn, target angular rate, maneuvering target, linearization, Jacobian matrix, Monte Carlo method, radar station.

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

For citation. Khmarski P., Artemiev V., Naumov A., Bondarenko A., Muxammedov B. (2026) Estimation of the Angular Turn Rate of an Airborne Object Based on the Unscented Transformation of an Augmented State Vector. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 51–59. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-51-59.

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ РАЗВОРОТА ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ АНСЦЕНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РАСШИРЕННОГО ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ

П. А. ХМАРСКИЙ[1], В. М. АРТЕМЬЕВ[1], А. О. НАУМОВ[1], А. Е. БОНДАРЕНКО[2], Б. М. МУХАММЕДОВ[3]

[1]Институт прикладной физики Национальной академии наук Беларуси (Минск, Республика Беларусь)
[2]Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)
[3]Институт военной авиации Университета военной безопасности и обороны Республики Узбекистан (Карши, Республика Узбекистан)

Аннотация. Рассмотрен дискретный фильтр совместного оценивания координат, скорости и угловой скорости Ω цели, совершающей установившийся разворот, по косвенным (полярным/сферическим) измерениям радиолокационных станций. При включении Ω в расширенный вектор состояния матрица пересчета приращений становится нелинейной функцией самой Ω, поэтому линеаризация (используемая в ранее рассмотренных модификациях расширенного фильтра Кальмана при косвенных измерениях) требует пересчета матрицы Якоби на каждом шаге и вносит дополнительную методическую ошибку. Предложено ансцентное преобразование расширенного вектора состояния, исключающее линеаризацию модели движе-

ния и измерения. Проведено статистическое моделирование методом Монте-Карло ($N_{оп}$ = 545) алгоритма и его линеаризованного аналога для восьми типовых радиолокационных станций кругового обзора (2D и 3D) и пяти значений угловой скорости разворота цели. Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает среднеквадратическое отклонение оценки Ω в среднем в 4,3 раза (медиана 4,0, разброс 1,4–14,0 по всей матрице условий наблюдения) меньше, чем расширенный фильтр Кальмана при косвенных измерениях с линеаризацией, при заметно более скромном (в среднем 1,2 раза) выигрыше по среднеквадратическому отклонению местоположения.

Ключевые слова: расширенный фильтр Калмана, ансцентное преобразование, установившийся разворот, угловая скорость цели, маневрирующая цель, линеаризация, матрица Якоби, метод Монте-Карло, радиолокационная станция.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Оценивание угловой скорости разворота воздушного объекта на основе ансцентного преобразования расширенного вектора состояния / П. А. Хмарский [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 51–59. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-51-59.

Introduction

Measuring aircraft coordinates and motion parameters from primary (indirect) observations – single-scan estimates of range r, azimuth β and, for three-coordinate radars, elevation angle ε – is a principal task of radar surveillance [1]; propagation-related errors are addressed separately, e. g. in [2]. Kalman filter (KF) synthesis rests on a motion (driving-input) model; for a maneuvering target, the constant-velocity model ceases to match the actual trajectory, increasing the filtering error and, in the limit, causing track loss [3]. A common approach to describing a horizontal maneuver is the coordinated-turn (CT) model [4], with constant speed and constant turn rate Ω; KF design for indirect measurements under this model is examined in [5]. In this work, as in most known sources [3, 4], Ω-filtering augments the state vector with Ω and linearizes both the nonlinear motion and measurement models.

Recent work on nonlinear filtering for maneuvering targets includes: unscented/cubature KF modifications, for targets in general [6–8] and turning targets under angle-only measurements [9]; robust/adaptive extended Kalman filter (EKF) modifications compensating for linearization error [10–12], confirmed by Monte-Carlo methods [13]; alternative parameterizations linearizing only the measurement model [14, 15]; adaptive multiple-hypothesis schemes [16]; and direct turn-rate estimation outside the motion model [17]. None, however, addresses estimating Ω once included in the CT model's augmented state vector – the question examined here.

Work [18] demonstrates by Monte-Carlo methods, that how well linearization approximates the Gaussian density depends substantially on observation conditions (σβ, range r, heading angle) and can cause errors up to track loss. Because including Ω makes the state-transition matrix $\mathbf{B}$ itself nonlinear in Ω (see $\mathbf{B}_k$ [5]), linearization errors are expected not only in the measurement Jacobian, as in [18], but also during prediction – critically for Ω, a parameter for which [5, 18] give no accuracy figures. The goal of this paper is a comparative analysis of the accuracy with which the turn rate Ω, position, and speed of a target performing a coordinated turn and observed through indirect radar measurements are estimated, using a discrete filter based on the unscented transform and its linearized (extended) counterpart.

Problem statement

Initial conditions. Let the observed parameter vector $\boldsymbol{\theta}$ comprise single-scan estimates of slant range r, azimuth β and, for a three-coordinate radar, elevation angle ε:

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{cases} \|r \quad \beta\|^{\mathrm{T}}, \ \text{2D radar;} \\ \|r \quad \beta \quad \varepsilon\|^{\mathrm{T}}, \ \text{3D radar.} \end{cases} \tag{1}$$

Observation errors are uncorrelated and characterized by the covariance matrix $\mathbf{R}_\theta = \mathrm{diag}(\sigma_r^2, \sigma_\beta^2, \sigma_\varepsilon^2)$, where $\sigma_r, \sigma_\beta, \sigma_\varepsilon$ are the range, azimuth and elevation observation-error standard deviations. The scan period equals T.

The target is an aircraft performing a coordinated turn in the horizontal plane at constant speed v and constant turn rate Ω. The estimated state vector

$$\boldsymbol{\alpha} = \left\| x \quad \dot{x} \quad z \quad \dot{z} \quad y \quad \dot{y} \quad \Omega \right\|^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

includes single-scan estimates of the Cartesian coordinates x (north), z (east), y (altitude), their rates of change, and the turn rate Ω, following [5] but with an added altitude channel for three-coordinate radars; a two-coordinate radar carries no elevation information, so this channel is not corrected by the filter (see below).

Objectives:

1) examine the features of a discrete KF design that uses the unscented transform to jointly estimate **α**, Ω included, without linearizing either the motion or measurement model;

2) use Monte-Carlo modeling to compare the Ω, position, and speed accuracy of the proposed algorithm against the linearized extended KF for indirect measurements, for eight representative circular-scan radars and five values of Ω.

Features of filter design for estimating coordinated-turn parameters

Motion and measurement models. The CT dynamic model for the Cartesian coordinates and velocities $\left\| x \quad \dot{x} \quad z \quad \dot{z} \right\|^{\mathrm{T}}$ is nonlinear in Ω and at step k is written as [5]:

$$x_{k+1} = x_k + \frac{\sin(\Omega_k T)}{\Omega_k}\dot{x}_k - \frac{1-\cos(\Omega_k T)}{\Omega_k}\dot{z}_k;\ \ \dot{x}_{k+1} = \cos(\Omega_k T)\dot{x}_k - \sin(\Omega_k T)\dot{z}_k;$$

$$z_{k+1} = z_k + \frac{1-\cos(\Omega_k T)}{\Omega_k}\dot{x}_k + \frac{\sin(\Omega_k T)}{\Omega_k}\dot{z}_k;\ \ \dot{z}_{k+1} = \sin(\Omega_k T)\dot{x}_k + \cos(\Omega_k T)\dot{z}_k;$$

$$y_{k+1} = y_k + \dot{y}_k T;\ \ \dot{y}_{k+1} = \dot{y}_k. \tag{3}$$

This represents, compact form is a nonlinear state-transition vector function $\boldsymbol{\alpha}_{k+1} = \mathbf{b}(\boldsymbol{\alpha}_k) + \xi_{k+1}$, where ξ_{k+1} is the random discrete-maneuver (process) noise (see below); once Ω is included in (2), the turn rate is treated as slowly varying, with a random increment: $\Omega_{k+1} = \Omega_k + \eta_{k+1}$, $\eta_{k+1} \sim N(0, \sigma_\Omega^2 T)$.

The measurement model for a three-coordinate radar is (analogous to [19])

$$\mathbf{h}(\boldsymbol{\alpha}) = \left\| \begin{matrix} \sqrt{x^2 + z^2 + y^2} \\ \operatorname{arctg}(x / z) \\ \arcsin(y / \sqrt{x^2 + z^2 + y^2}) \end{matrix} \right\|. \tag{4}$$

For a two-coordinate radar, the first two rows of (4) without the elevation channel.

State-transition matrix: dependence on the turn rate. The key feature of filtering coordinated-turn parameters is that Ω not only governs how the coordinates and velocities evolve (3), but is itself a component of the differentiated state vector (2), so the deterministic state-transition matrix **B** [20]

$$\mathbf{B}_k = \partial \mathbf{b}(\boldsymbol{\alpha}) / \partial \boldsymbol{\alpha} \big|_{\boldsymbol{\alpha} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_k}. \tag{5}$$

Formula (5) contains, beyond the trigonometric rotation coefficients depending on Ω_k (as in the classical CT model with known Ω), an added column of partial derivatives $\partial\mathbf{b}/\partial\Omega$, since Ω is itself differentiated. Restricting to the block $\left\| x \quad \dot{x} \quad z \quad \dot{z} \quad \Omega \right\|^{\mathrm{T}}$ (the altitude channel $\left\| y \quad \dot{y} \right\|^{\mathrm{T}}$ does not depend on Ω and is recomputed trivially: $y_{k+1} = y_k + \dot{y}_k T$), matrix (5) takes the form [5]:

$$\mathbf{B}_k = \left\| \begin{matrix} 1 & \frac{\sin\Omega_k T}{\Omega_k} & 0 & -\frac{1-\cos\Omega_k T}{\Omega_k} & b_{15} \\ 0 & \cos\Omega_k T & 0 & -\sin\Omega_k T & -T\left(\dot{x}_k \sin\Omega_k T + \dot{z}_k \cos\Omega_k T\right) \\ 0 & \frac{1-\cos\Omega_k T}{\Omega_k} & 1 & \frac{\sin\Omega_k T}{\Omega_k} & b_{35} \\ 0 & \sin\Omega_k T & 0 & \cos\Omega_k T & T\left(\dot{x}_k \cos\Omega_k T - \dot{z}_k \sin\Omega_k T\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix} \right\|; \tag{6}$$

$$b_{15} = \left(T\Omega_k\left(\dot{x}_k\cos\Omega_k T - \dot{z}_k\sin\Omega_k T\right) - \dot{x}_k\sin\Omega_k T - \dot{z}_k\left(\cos\Omega_k T - 1\right)\right)\Big/\Omega_k^2;$$
$$b_{35} = \left(T\Omega_k\left(\dot{x}_k\sin\Omega_k T + \dot{z}_k\cos\Omega_k T\right) - \dot{x}_k\left(1 - \cos\Omega_k T\right) - \dot{z}_k\sin\Omega_k T\right)\Big/\Omega_k^2. \quad (7)$$

The elements b_{15}, b_{35} (the partial derivatives $\partial x_{k+1}/\partial\Omega_k$ and $\partial z_{k+1}/\partial\Omega_k$) contain Ω_k squared in the denominator, with no well-defined limit under linearization; they are recomputed every step from the current Ω_k, unlike the first four columns of (6), linear in $\left\|x \quad \dot{x} \quad z \quad \dot{z}\right\|^{\mathrm{T}}$ for fixed Ω; the last row of (6) reflects the model $\Omega_{k+1} = \Omega_k + \eta_k$ (Ω is not recomputed from the coordinates and velocities).

Unobservability of the turn rate in the measurement Jacobian. The measurement Jacobian $\mathbf{H}_k = \partial\mathbf{h}(\boldsymbol{\alpha})/\partial\boldsymbol{\alpha}\big|_{\boldsymbol{\alpha}=\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{0k}}$ for measurement model (4) is (for a 3D radar, $r = \sqrt{x^2+z^2+y^2}$, $\rho = \sqrt{x^2+z^2}$):

$$\mathbf{H}_k = \begin{Vmatrix} x/r & 0 & z/r & 0 & y/r & 0 & 0 \\ z/\rho^2 & 0 & -x/\rho^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -xy/(r^2\rho) & 0 & -zy/(r^2\rho) & 0 & \rho/r^2 & 0 & 0 \end{Vmatrix}. \quad (8)$$

The essential feature of (8) is that the entire Ω column (like the velocity columns x, z, y) is identically zero: range, azimuth and elevation do not depend explicitly on velocity or turn rate, so Ω is unobservable from a single measurement $\boldsymbol{\theta}_{k+1}$, unlike the coordinates, for which $\mathbf{H}_k$ has nonzero elements. This holds exactly for both the linearized and exact measurement function, so the linearization error for Ω arises not at the update step but during prediction, through $\mathbf{B}_k$ (6) – unlike the general conclusion of [18] on measurement-model linearization errors.

Turn-rate estimation through cross-covariance. Since $\mathbf{H}_k[:,\Omega] \equiv \mathbf{0}$, correcting Ω from the measurement residual is possible only through a nonzero Ω-coordinate cross-covariance in the predicted-error covariance matrix. For the linearized EKF, the row of the gain matrix $\mathbf{K}_{k+1}$ corresponding to Ω equals

$$\mathbf{K}_{k+1}[\Omega,:] = \mathbf{R}_{0(k+1)}[\Omega,:]\mathbf{H}_k^T\left(\mathbf{H}_k\mathbf{R}_{0(k+1)}\mathbf{H}_k^{\mathrm{T}} + \mathbf{R}_\theta\right)^{-1}. \quad (9)$$

It is identically zero if the elements $\mathbf{R}_{0(k+1)}[\Omega, x]$, $\mathbf{R}_{0(k+1)}[\Omega, z]$ (Ω's cross-covariance with the coordinates) are zero; by (6), (7), the prediction step $\mathbf{R}_{0(k+1)} = \mathbf{B}_k\mathbf{R}_k\mathbf{B}_k^T + \mathbf{M}_k$ generates it (through the nonzero elements b_{15}, b_{35}, and also through $\mathbf{R}_k[\Omega,\Omega]$, nonzero from the outset owing to the a priori uncertainty in Ω_0) – that is, the turn rate is estimated not from the measurement itself, but from how its uncertainty at the previous step "colors" the predicted position uncertainty at the current step. This is why Ω converges only after several steps, unlike the coordinates, corrected at the first.

Setting the filter's initial values by weighted least squares. Because correcting Ω proceeds only through the cross-covariance (see above), the initial estimate's quality substantially affects convergence speed. No a priori information about the target (speed, heading) is available – only the plots, the radar's rated accuracies, and the scan period – so the entire state vector, Ω included, is estimated from the first K_0 plots by weighted least squares (WLS), referred to below simply as initialization (not to be confused with track initiation: plot-to-target assignment is assumed given, and the problem reduces to estimating the initial state of an already-known object).

Each plot is converted to Cartesian coordinates, its covariance through the Jacobian of that conversion, $\mathbf{R}_{xyz} = \mathbf{J}\mathbf{R}_0\mathbf{J}^{\mathrm{T}}$; their inverses form the weight matrix $\mathbf{W}$. The position at plot j is a deterministic function of the state vector, $\mathbf{p}_j = \mathbf{H}_p\mathbf{F}(\Omega, t_j)\mathbf{s}$, where $\mathbf{s}$ is its linear part, $\mathbf{H}_p$ selects the coordinates and $t_j = (j - K_0 + 1)T$. The last plot is taken as the reference instant, and filtering starts from it.

The essential point is that for a fixed Ω the model is linear in $\mathbf{s}$. The problem is thus separable: the linear part is obtained in closed form, and the search runs over a single parameter

$$\hat{\mathbf{s}}(\Omega) = \left(\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}\mathbf{A}\right)^{-1}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}\tilde{\mathbf{p}};\ \ \hat{\Omega} = \arg\min_{\Omega}\boldsymbol{\nu}^{\mathrm{T}}(\Omega)\mathbf{W}\boldsymbol{\nu}(\Omega);\ \ \boldsymbol{\nu}(\Omega) = \tilde{\mathbf{p}} - \mathbf{A}(\Omega)\hat{\mathbf{s}}(\Omega), \quad (10)$$

where the rows of $\mathbf{A}(\Omega)$ are $\mathbf{H}_p\mathbf{F}(\Omega, t_j)$ and $\tilde{\mathbf{p}}$ is the vector of converted plots. No initial guess is needed for the linear part, unlike iterative minimization over the whole vector.

For $K_0 = 2$ the system is underdetermined (six equations for seven unknowns for a three-coordinate radar, four for five for a two-coordinate one), so $K_0 \geq 3$, increased until the Ω estimate's standard deviation becomes acceptable. The search over Ω is confined to $|\Omega| < 180°/T$, beyond which Ω and $\Omega \pm 360°/T$ are indistinguishable.

The covariance of the initial errors is taken from the estimation procedure itself: Gauss–Newton linearization underestimates the spread in Ω (entering only through the trajectory's curvature, with a flat minimum for large noise), so it is obtained instead by a parametric bootstrap: "ideal" plots are reconstructed from the estimate, perturbed with the known $\mathbf{R}_0$, and passed through the whole estimator again:

$$\mathbf{R}_0 = \frac{1}{M-1}\sum_{i=1}^{M}\left(\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{(i)} - \bar{\boldsymbol{\alpha}}\right)\left(\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{(i)} - \bar{\boldsymbol{\alpha}}\right)^{\mathrm{T}} + \left(\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}\mathbf{G}\right)^{-1}, \tag{11}$$

where $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{(i)}$ are the estimates over M ensemble realizations; $\bar{\boldsymbol{\alpha}}$ is their mean; $G = \left[\mathbf{A} \middle| \left(\partial\mathbf{A}/\partial\Omega\right)\hat{\mathbf{s}}\right]$ is the augmented Jacobian.

The second term regularizes, since the sample covariance over a finite ensemble is near-singular and inverting it would produce outliers.

A limitation of the linearized extended Kalman filter. The elements b_{15}, b_{35} of matrix (6) are recomputed at every step from the current estimate Ω_k, and, by [18], their linearization error grows with increasing $\Omega_k T$ – precisely for an intense maneuver or a sparse scan (large T). This is the motivation for switching to the unscented transform, which needs neither $\mathbf{B}_k$ nor $\mathbf{H}_k$ computed explicitly.

Unscented transform of the augmented state vector. The unscented transform approximates the posterior density not by linearizing, but by propagating a deterministic set of sigma points whose mean and covariance match the approximated Gaussian [21]. For indirect (polar) measurements, sigma-point generation and the prediction–update recursions are given in full in [22] and not repeated here; specific to state vector (2) is only that the process-noise covariance is augmented with the turn-rate increment's variance on the Ω diagonal entry, giving $n = 7$ ($2n + 1 = 15$ sigma points). No Jacobian $\mathbf{B}_k$ or $\mathbf{H}_k$ is computed: the exact transforms (3), (4) apply directly to each sigma point, approximating mean and covariance to at least second-order accuracy for any nonlinearity, versus first-order for linearization [21].

The cross-covariance mechanism described above still operates here without an explicit $\mathbf{H}_k$: sigma points differing only in Ω yield different predicted coordinates during prediction (3), and only these differing coordinates, once propagated through $\mathbf{h}(\cdot)$, produce a nonzero cross-covariance in measurement space. The sensitivity of the measurement to Ω is thus formed entirely through the prediction step – qualitatively similar to the linearized algorithm's mechanism, but quantitatively different in how accurately that sensitivity transfers for large ΩT (see below).

Results of statistical modeling

A comparative simulation of the proposed unscented KF (UKF) and its linearized extended-KF counterpart (EKF; equivalent to Filter 3 of [5]) covered eight representative circular-scan radars (Tab. 1: four two- and four three-coordinate) and five turn rates $\Omega \in \{3, 6, 8, 10, 15\}$°/s at speed v = 250 m/s, onset range $r_0 = R_{\max}/2$, 70 s maneuver duration – 40 radar×Ω combinations. The quality measure was the parameter root-mean-square error (RMSE), ΔΩ, Δpos, computed as for $\Delta\Sigma(k)$ in [19] (averaged over N_{run} = 545 realizations); for two-coordinate radars, Δpos used only the horizontal coordinates x, z, excluding the altitude channel y – unobservable here (a zero column in (8)) and, unlike Ω, not coupled to Ω, x, z through $\mathbf{B}_k$ (see above), so its error reflects only the arbitrary initial guess, not filter quality.

Table 1. Main characteristics of the representative circular-scan surveillance radars used in the modeling

Radar	Application	Band	Type	$R_{\max}$, km	T, s	σ_r, m	σ_β, deg.	σ_ε, deg.
R1	Small-UAV monitoring	X	2D	15	9	7.5	0.50°	–
R2	Aerodrome surveillance (ATC)	L	2D	110	6	100	0.40°	–
R3	Long-range air surveillance	VHF	2D	360	5	25	0.83°	–
R4	En-route surveillance (ATC)	VHF	2D	360	10	25	0.50°	–
R5	Aerodrome airspace monitoring	X	3D	25	2	30	0.30°	0.50°
R6	Precision approach	X	3D	40	1	20	0.30°	0.30°
R7	Long-range 3D surveillance	S	3D	470	4	100	0.20°	0.50°
R8	3D en-route surveillance	VHF/S	3D	360	10	25	0.80°	0.10°

For position and speed RMSE, a potentially achievable error is additionally reported: the result from the same unscented filter when Ω is known exactly and supplied as a fixed motion-model parameter (state dimension n = 6), with the measurement nonlinearity still handled by the unscented transform.

Not physically realizable (the true Ω is unknown in advance), this filter serves as a lower bound showing how much of the error is due to measurement noise alone versus not knowing Ω; the comparison is graphical only, with no bound drawn for turn-rate RMSE, whose error is identically zero when Ω is known.

All three algorithms start from the same initialization, computed once per realization, so the comparison is not confounded with initialization quality; the known-Ω benchmark uses the same number of initialization plots as the others (though a shorter one would suffice), keeping the curves comparable step by step. The RMSE is averaged from $k \geq K_0 - 1$ onward, i. e. from the initialization window's reference plot, since no estimates exist before it.

The results (Tab. 2) show that, at Ω = 6°/s, the UKF's Ω RMSE (0.8–1.0 deg./s) is 2.3× (R4) to 10,0× (R3) smaller than the EKF's (2.0–9.3 deg./s). Across the 40 radarЧΩ combinations, the UKF's gain averages 4.3× in ΔΩ (median 4.0; range 1.4–14.0) and 3.8× in ΔV (median 2.8; range 0.99–19.7), but only 1.2× in Δpos (range 1.0–1.9) – confirming the mechanism above: coordinates are corrected directly (nonzero $\mathbf{H}_k$), while Ω and speed (also a zero $\mathbf{H}_k$ column) are corrected only through the cross-covariance from $\mathbf{B}_k$. The ΔV gain ranges from near unity (Ω = 3°/s) to nearly 20× for R3 (Ω = 8°/s); the UKF's Ω bias is practically absent (≤0.35 deg./s vs. ≈1 deg/s RMSE), unlike the EKF's order-of-magnitude larger, sign-changing bias (–2.8 to +1.1 deg./s).

Table 2. Unscented Kalman filter vs. extended Kalman filter at Ω = 6°/s (nominal maneuver), N_{run} = 545

Radar	ΔΩ, deg./s		Gain in Ω, ×	Δpos, m		Gain in pos., ×	Δ*v*, m/s		Gain in *v*, ×
	UKF	EKF		UKF	EKF		UKF	EKF	
R1	0.82	3.68	4.5	349	396	1.1	35.0	87.2	2.5
R2	1.04	6.31	6.1	292	362	1.2	28.5	140.3	4.9
R3	0.93	9.35	10.0	428	691	1.6	24.9	273.1	11.0
R4	0.88	2.02	2.3	369	380	1.0	37.7	54.5	1.4
R5	0.92	3.92	4.3	265	306	1.2	11.4	36.5	3.2
R6	0.85	4.46	5.3	155	252	1.6	8.0	26.7	3.3
R7	0.99	4.23	4.3	331	348	1.1	18.1	56.3	3.5
R8	0.90	2.29	2.5	543	570	1.1	40.6	65.3	1.6

Spread of the estimates and convergence dynamics. Tab. 2 reports only the pooled RMSE over the entire maneuver; its spread across Monte-Carlo realizations and its convergence dynamics vs. scan index *k* are shown next, again for the nominal maneuver Ω = 6°/s.

Fig. 1 shows the UKF's advantage lies not only in average accuracy but in stability: the EKF's interquartile range for Ω is noticeably wider and asymmetric for most radars, meaning it regularly produces realizations with anomalously large error, whereas the UKF produces virtually none.

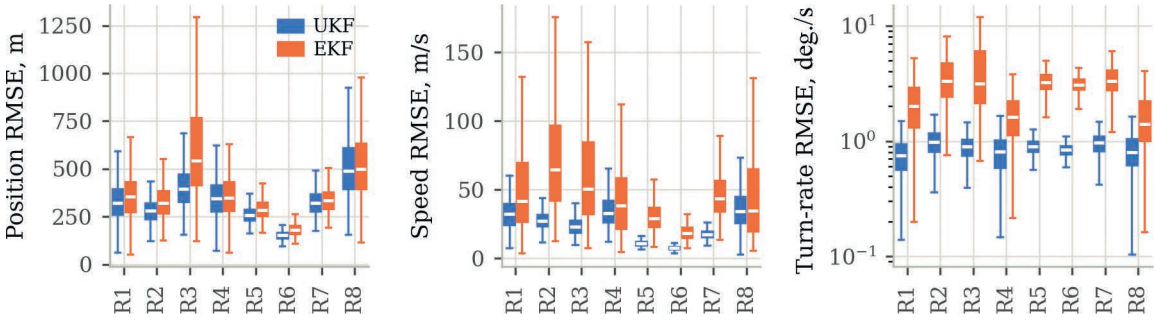


Fig. 1. Spread of the position, speed, and turn-rate root-mean-square error over N_{run} = 545 Monte-Carlo realizations: UKF – blue; EKF – orange; box – interquartile range (IQR); whisker – 1.5 IQR

The dynamics vs. scan index (Fig. 2, 3) reveal the mechanism behind Tab. 2 pooled RMSE. Both algorithms coincide at the first scan (same initialization); the UKF then reaches ≈1°/s within one–two scans and holds it, whereas the EKF diverges systematically as the accumulated turn angle $\Omega_k T$ grows the linearization error of $\mathbf{B}_k$ – monotonically for most radars, but oscillating for R5, R6 (short T = 1–2 s),

where repeated reinitialization on near-straight segments is followed by renewed growth. The divergence is universal, ruling out initial conditions as the cause; it is weakest for R4, R8 (gains 2.3 and 2.5×), whose long scan period (T = 10 s) gives the EKF too few scans to accumulate its usual error.

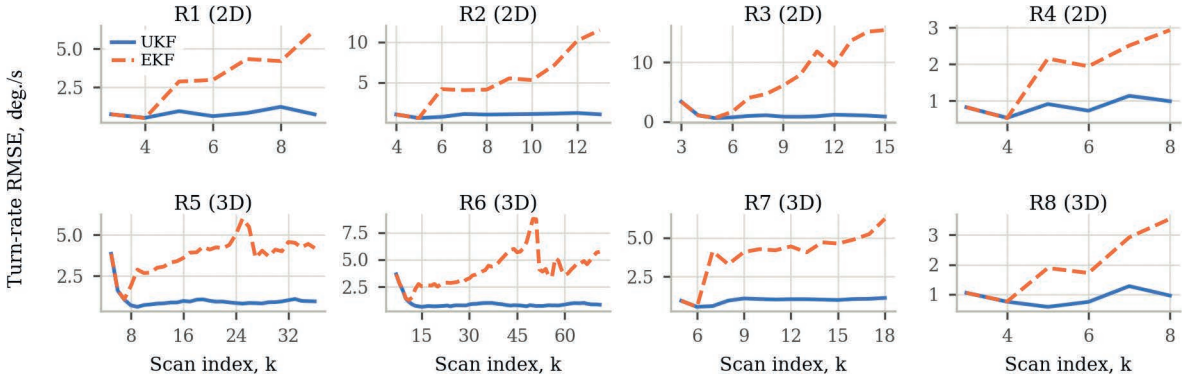


Fig. 2. Turn-rate root-mean-square error (averaged over N_{run} = 545 realizations)

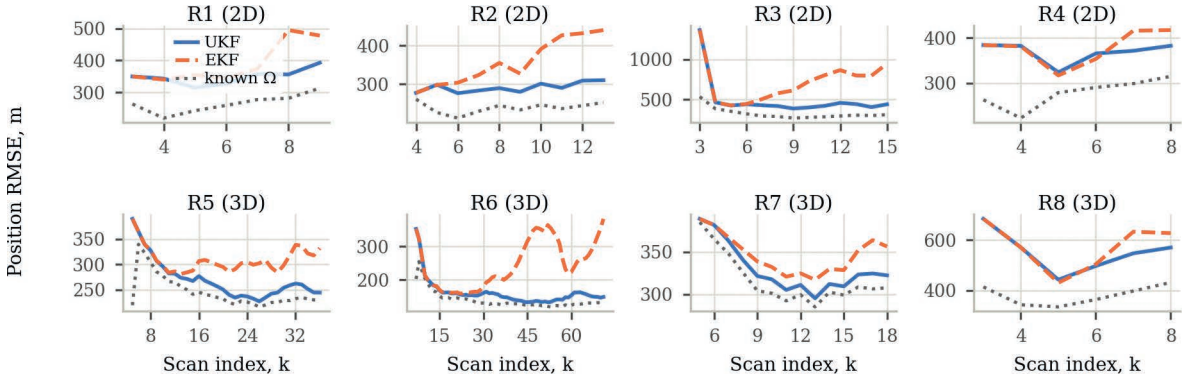


Fig. 3. Position root-mean-square error (dotted – the potentially achievable error with Ω known)

Comparison against the potentially achievable error (dotted curve in Fig. 3) shows that, once the transient passes, the UKF's position RMSE stays close to the noise-only bound, while the EKF's departs systematically; the same pattern holds for speed (Tab. 2). Unscented filtering of the turn rate thus improves not only Ω itself, but also brings position and velocity accuracy close to the achievable level.

Conclusion

1. Once Ω is included in the augmented state vector, the state-transition matrix becomes a nonlinear function of Ω, so linearizing the motion model introduces an error beyond the previously studied [18] measurement-model linearization error.

2. A discrete filter for jointly estimating a target's coordinates, velocity, and turn rate Ω, based on the unscented transform and requiring no Jacobian computation for either model, is proposed.

3. A weighted-least-squares initialization method is proposed, supplying initial state-vector estimates (Ω included) with their covariance, without a priori target knowledge; solved as a separable least-squares problem linear in the remaining components for fixed Ω (no initial guess needed), with the number of plots chosen adaptively and the search over Ω confined to $|\Omega| < 180°/T$.

4. A Monte-Carlo study for eight radars and five Ω values (40 combinations, N_{run} = 545 each) shows the Unscented Kalman filter Ω root-mean-square error averaging 4,3× smaller (median 4.0; range 1.4–14.0) than the linearized extended Kalman filter, versus a more modest 1.2× gain in position root-mean-square error – consistent with the mechanism above: coordinates are observed directly (nonzero H_k), Ω only through the cross-covariance generated by $\mathbf{B}_k$.

5. Directions for further research: algorithm behavior under a time-varying turn rate, and an adaptive bank of unscented filters tuned to different Ω values (by analogy with IMM banks [5], but for maneuver-intensity rather than motion-model hypotheses) – a separate publication.

6. This work was supported by a grant from the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (Project No T26UZB-007) and the Ministry of Higher Education, Science and Innovation of the Republic of Uzbekistan (Project No FL-10425067114).

References

1. Shirman Ya. D. (2007) *Radioelectronic Systems. Foundations and Theory*. Moscow, Radiotekhnika Publ. (in Russian).
2. Artemyev V. M., Khmarskiy P. A., Naumov A. O. (2025) Reducing Radar Measurement Errors Using Ionosphere and Magnetosphere Monitoring Data. *Doklady BGUIR*. 23 (4), 54–62. https://doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-4-54-62 (in Russian).
3. Bar-Shalom Y., Li X. R. (2011) *Trajectory Processing. Principles, Methods and Algorithms*. Moscow (in Russian).
4. Li X. R., Jilkov V. P. (2003) Survey of Maneuvering Target Tracking: Part I – Dynamic Models. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*. 39 (4), 1333–1364. https://doi.org/10.1109/TAES.2003.1261132.
5. Solonar A. S., Khmarskiy P. A., Mikhalkovski A. A. (2013) Features of Filtering Using Coordinated Turn Models. *Doklady BGUIR*. (4), 67–73 (in Russian).
6. Rong D., Wang Y. (2024) An Adaptive Spatial Target Tracking Method Based on Unscented Kalman Filter. *Sensors*. 24 (18), 6094. https://doi.org/10.3390/s24186094.
7. Dong Y., Li W., Li D., Liu C., Xue W. (2024) Intelligent Tracking Method for Aerial Maneuvering Target Based on Unscented Kalman Filter. *Remote Sensing*. 16 (17). https://doi.org/10.3390/rs16173301.
8. Ye X., Wang J., Wu D., Zhang Y., Li B. (2023) A Novel Adaptive Robust Cubature Kalman Filter for Maneuvering Target Tracking with Model Uncertainty and Abnormal Measurement Noises. *Sensors*. 23 (15). https://doi.org/10.3390/s23156966.
9. Mallick M., Tian X., Zhu Y., Morelande M. (2022) Angle-Only Filtering of a Maneuvering Target in 3D. *Sensors*. 22 (4). https://doi.org/10.3390/s22041422.
10. Coelho M. de F., Bousson K., Ahmed K. (2021) An Improved Extended Kalman Filter for Radar Tracking of Satellite Trajectories. *Designs*. 5 (3). https://doi.org/10.3390/designs5030054.
11. Chen Y. W., Tu K. M. (2022) Robust Self-Adaptive Kalman Filter with Application in Target Tracking. *Measurement and Control*. 55 (9–10), 935–944. https://doi.org/10.1177/00202940221083548.
12. Tian F., Guo X., Fu W. (2024) Target Tracking Algorithm Based on Adaptive Strong Tracking Extended Kalman Filter. *Electronics*. 13 (3). https://doi.org/10.3390/electronics13030652.
13. Edrisi S., Enayati J., Rahimnejad A., Gadsden S. A. (2024) A Monte Carlo-Based Iterative Extended Kalman Filter for Bearings-Only Tracking of Sea Targets. *Sensors*. 24 (7). https://doi.org/10.3390/s24072087.
14. Zhang W., Zhao X., Liu Z., Liu K., Chen B. (2023) Converted State Equation Kalman Filter for Nonlinear Maneuvering Target Tracking. *Signal Processing*. 202. https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2022.108741.
15. Cheng T., Cao C. (2023) Kalman Filter Based on Intermediate Transition State for Radar Target Tracking with Nonlinear Measurements. *Digital Signal Processing*. 143. https://doi.org/10.1016/j.dsp.2023.104251.
16. Li X., Lu B., Li Y., Lu X., Jin H. (2023) Adaptive Interacting Multiple Model for Underwater Maneuvering Target Tracking with One-Step Randomly Delayed Measurements. *Ocean Engineering*. 280. https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2023.114933.
17. Hu P., Zhang M., Zhang R., Wu Q., Yang A. (2021) Correlation Method and Kalman Filter-Based Adaptive Angle Rate Estimation for Time-Varying Periodic Signals of the Attitude and Heading Reference System. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 156. https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2021.107695.
18. Solonar A. S., Khmarskiy P. A. (2014) The Conditions of Observation Research for Extended Kalman Filter Goodness-of-Fit Using Monte-Carlo Method. *Doklady BGUIR*. (7), 71–77 (in Russian).
19. Khmarskiy P. A., Solonar A. S. (2012) Choice Effect of Input Action Models on Measuring Accuracy for Extended Kalman Filters. *Doklady BGUIR*. (7), 47–53 (in Russian).
20. Khmarskiy P. A., Solonar A. S. (2012) Features of Adaptive Extended Kalman Filter Implementations. *Doklady BGUIR*. (8), 57–63 (in Russian).
21. Julier S. J., Uhlmann J. K. (2004) Unscented Filtering and Nonlinear Estimation. *Proceedings of the IEEE*. 92 (3), 401–422. https://doi.org/10.1109/JPROC.2003.823141.
22. Khmarskiy P. A., Solonar A. S. (2013) Features of Unscented Kalman Filter Performance Using Polar Measurements. *Doklady BGUIR*. (2), 79–85 (in Russian).

Received: 28 August 2026 Accepted: 14 September 2026

Authors' contribution

Khmarski P. developed the unscented filtering algorithm for the augmented state vector, performed the modeling, summarized and interpreted the results, and prepared the manuscript.

Artemiev V. substantiated the research concept and formulated the idea, goals and objectives.

Naumov A. collected and systematized the data, edited the manuscript, and prepared graphic materials.

Bondarenko A. obtained the analytical form of the state-transition matrix and established the unobservability of the turn rate in the measurement Jacobian, proposed the method for setting the filter's initial values by weighted least squares (initialization) and substantiated its covariance.

Muxammedov B. prepared the sets of radar characteristics and observation conditions for the modeling and took part in verifying the results.

Information about the authors

Khmarski P., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Leading Researcher, Institute of Applied Physics of the National Academy of Sciences of Belarus (IAP NAS Belarus)

Artemiev V., Corr. Member of the National Academy of Sciences of Belarus**,** Dr. Sci. (Tech.), Professor, Principal Researcher, IAP NAS Belarus

Naumov A., Cand. Sci. (Phys. and Math.), Head of Laboratory, IAP NAS Belarus

Bondarenko A., Lecturer, Military Academy of the Republic of Belarus

Muxammedov B., Head of the Research Laboratory, Institute of Military Aviation of the University of Military Security and Defense of the Republic of Uzbekistan

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus,
Minsk, Akademicheskaya St., 16
Institute of Applied Physics
of the National Academy of Sciences of Belarus
Tel.: +375 17 300-73-98
E-mail: pierre2009@mail.ru
Khmarski Petr

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-60-68

УДК 621.382

СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОДНОПОЛЯРНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

О. В. ДВОРНИКОВ[1], В. А. ЧЕХОВСКИЙ[2]

[1]ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт» (Минск, Республика Беларусь)
[2]Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Инструментальные усилители, представляющие собой дифференциальные усилители напряжения с высоким сопротивлением по каждому входу и фиксированным значением коэффициента усиления, широко применяются в различной радиоэлектронной аппаратуре. Типовая реализация инструментальных усилителей путем соединений трех операционных усилителей не позволяет получить высокую стабильность коэффициента усиления напряжения в широком диапазоне входного синфазного сигнала, особенно при большом усилении. Для решения указанной проблемы были изучены конструктивно-схемотехнические особенности прецизионных инструментальных усилителей фирмы Analog Devices и на основе результатов выполненного анализа разработаны основные блоки микросхем инструментальных усилителей с однополярным напряжением питания на биполярных транзисторах и полевых транзисторах, управляемых *p-n*-переходом. В статье для всех блоков приведены электрические принципиальные схемы и результаты схемотехнического моделирования, показывающие возможность программирования различного сочетания параметров.

Ключевые слова: прецизионный инструментальный усилитель, полевой транзистор, *p-n*-переход, однополярное напряжение питания.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Дворников, О. В. Схемотехнический синтез инструментальных усилителей с однополярным напряжением питания / О. В. Дворников, В. А. Чеховский // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 60–68. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-60-68.

CIRCUIT SYNTHESIS OF INSTRUMENTATION AMPLIFIERS WITH A SINGLE SUPPLY VOLTAGE

OLEG DVORNIKOV[1], VLADIMIR TCHEKHOVSKI[2]

[1]OJSC "Minsk Research Instrument-Making Institute" (Minsk, Republic of Belarus)
[2]Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. Instrumentation amplifiers, which are differential voltage amplifiers with high impedance at each input and a fixed gain, are widely used in various electronic equipment**.** The typical implementation of instrumentation amplifiers by connecting three operational amplifiers does not provide high voltage gain stability over a wide range of input common-mode signals, especially at high gain. To solve this problem, the design and circuitry features of precision instrumentation amplifiers from Analog Devices were studied. Based on the analysis results, the main blocks of instrumentation amplifier microcircuits with a single-supply voltage using bipolar transistors and junction field-effect transistors were developed. The article presents electrical schematic diagrams and circuit simulation results for all units, demonstrating the capability to program various combinations of parameters.

Keywords: precision instrumentation amplifier, field-effect transistor, p-n junction, single-polarity supply voltage.

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

For citation. Dvornikov O., Tchekhovski V. (2026) Circuit Synthesis of Instrumentation Amplifiers with a Single Supply Voltage. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 60–68. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-60-68 (in Russian).

Введение

В различных устройствах информационно-измерительной техники, экспериментальной физики, приборостроения широкое применение находят инструментальные усилители (ИУ), представляющие собой дифференциальные усилители с высоким сопротивлением по каждому входу и фиксированным значением коэффициента усиления напряжения, обычно в диапазоне от 1 до 1000, малочувствительным к изменению напряжения питания, температуры, уровню синфазного входного напряжения. Существующая на рынке потребность в ИУ объясняет обширную номенклатуру выпускаемых разными предприятиями микросхем ИУ, среди которых следует выделить около 70 изделий фирмы Analog Devices[1]. Особую популярность получили ИУ, допускающие применение одного источника питания (single-supply instrumentation amplifier) и обеспечивающие размах выходного напряжения, близкий к напряжению источника питания (rail-to-rail output instrumentation amplifier).

Возникшие в последнее время затруднения в приобретении разработчиками радиоэлектронной аппаратуры зарубежных микросхем, в том числе фирмы Analog Devices, стимулировали работы по развитию методов проектирования и малосерийного производства отечественных аналоговых микросхем для замены наиболее необходимых зарубежных изделий [1–3]. В том числе был разработан базовый кристалл для производства функциональных аналогов микросхем AD8244, AD8625, AD8220, WSH223 [3] на элементной базе технологического маршрута «40 В комплементарный биполярный с изоляцией *p-n*-переходом» ОАО «Интеграл». Апробация базового кристалла показала, что разработанные микросхемы очень близки по параметрам к AD8244, AD8625, WSH223. В то же время ИУ, реализованный по типовой схеме на трех операционных усилителях (ОУ) [4], существенно уступает по уровню статических параметров AD8220.

Цель исследований – совершенствование схемотехнического синтеза микросхем прецизионных ИУ с однополярным источником питания и размахом выходного напряжения, близким к напряжению источника питания (Rail-to-Rail, R-t-R).

Конструктивно-схемотехнические особенности прецизионных инструментальных усилителей

Анализ упрощенных электрических схем серии ИУ фирмы Analog Devices позволил установить, что все они базируются на модифицированной электрической схеме с тремя ОУ (рис. 1), впервые примененной в ИУ AD524.

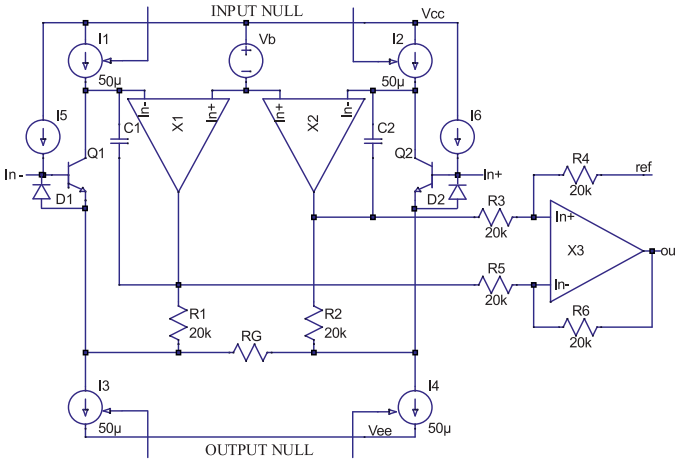


Рис. 1. Модифицированная электрическая схема инструментального усилителя
Fig. 1. Modified electrical circuit of an instrumentation amplifier

[1] Selection Table for Instrumentation Amplifiers [Electronic resource]. Mode of access: https://www.analog.com/en/product-category/instrumentation-amplifiers.html.

Главное отличие модифицированной электрической схемы ИУ от типовой состоит в применении входного предварительного усилителя (предусилителя) на транзисторах Q1 и Q2, который устанавливает требуемый коэффициент усиления напряжения ИУ с помощью обратной связи (ОС) на ОУ X1, R1 и X2, R2. Запрограммированное усиление K_V достигается путем изменения сопротивления RG, в то время как ОС обеспечивает постоянство токов коллекторов транзисторов Q1, Q2, одинаковое падение напряжения на их прямосмещенных эмиттерных переходах $V_{\text{BE1}} \approx V_{\text{BE2}}$ и, таким образом, обеспечивает зависимость напряжения на RG только от напряжения между входами *In*– и *In*+.

Коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_V = 1 + g_M \left(\text{R1} + \text{R2}\right), \tag{1}$$

где g_M – крутизна входного предусилителя

$$g_M \approx \left(\text{RG} + \frac{\varphi_T}{I_{\text{C1}}} + \frac{\varphi_T}{I_{\text{C2}}} \right)^{-1}; \tag{2}$$

φ_T – температурный потенциал, $\varphi_T = kT/q$; q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; I_{Ci} – коллекторный ток i-го транзистора.

Для типовых значений T = 300 K, $\varphi_T \approx 25$ мВ, $I_{\text{C}} = 50$ мкА величина $\varphi_T/I_{\text{C}} = 500$ Ом. Поэтому по мере уменьшения RG для увеличения требуемого коэффициента усиления K_V крутизна входного предусилителя возрастает до крутизны входных транзисторов, при этом:

– обеспечивается очень высокий коэффициент усиления с разомкнутой цепью ОС, порядка $3 \cdot 10^8$ при требуемом коэффициенте усиления 1000, тем самым уменьшая ошибки, связанные с усилением, до пренебрежимо малых;

– произведение коэффициента усиления на полосу пропускания, которое определяется конденсатором C1 или C2 и крутизной входного предусилителя, достигает 25 МГц;

– напряжение шумов на входе снижается до значения, определяемого током коллектора входных транзисторов, и спектральная плотность шума на частоте 1 кГц составляет для AD524 около 7 нВ/√Гц при $K_V = 1000$.

Заметим, что для минимизации температурной зависимости крутизны входного предусилителя источники тока I1, I2, I3, I4 на рис. 1 выполнены с выходным током, прямо пропорциональным абсолютной температуре (proportional-to-absolute-temperature, PTAT). К другим конструктивно-схемотехническим особенностям AD524 можно отнести перечисленные ниже.

1. Источники тока I1, I2, I3, I4 представляют собой биполярные транзисторы с эмиттерными резисторами, сопротивление которых может изменяться внешними потенциометрами для изменения отношения токов I1/I2, I3/I4 и позволяет компенсировать напряжение смещения нуля на входе (INPUT NULL) и выходе (OUTPUT NULL), что особенно важно при применении внешнего резистора RG.

2. Источники тока I5, I6 обеспечивают компенсацию входного тока ИУ.

3. Диоды D1, D2 применены для защиты эмиттерных переходов Q1, Q2 от пробоя при перегрузке входного каскада. Известно, что даже кратковременный пробой эмиттерного перехода *n-p-n*-транзистора приводит к уменьшению коэффициента передачи тока базы в схеме с общим эмиттером β, которое зависит от величины тока пробоя I_{PR} и продолжительности его протекания. Для уменьшения I_{PR} обычно применяют токоограничительные резисторы, соединенные со входом, однако они увеличивают спектральную плотность напряжения шума. По указанной причине в качестве токоограничительных резисторов в AD524 применены специальные конструкции полевых транзисторов, управляемых *p-n*-переходом (ПТУП), обеспечивающие двунаправленное ограничение тока, тем самым защищая Q1, Q2 как от положительных, так и от отрицательных перегрузок. Двунаправленное ограничение поддерживает максимальный входной ток на уровне 3 мА в диапазоне 36 В.

4. В AD524 предусмотрены три вывода с возможностью выбора коэффициента усиления, равного 10, 100 и 1000. Сопротивления резисторов R1–R6 подгоняются лазером для согласования их отношения с точностью до ±0,01 %, что обеспечивает ослабление синфазных сигналов более чем на 80 дБ и точность усиления ±0,02 %.

5. Для обеспечения K_V =1000 требуется очень малое сопротивление резистора RG, около 40 Ом, а так как подстройка RG проводится при изменениях ИУ, выполняемых на полупровод-

никовой пластине, и на величину RG влияют сопротивления зондов и соединительных проводников, то это усиление достигается с меньшей точностью.

6. Особым преимуществом встроенных резисторов, задающих усиление, является то, что температурный коэффициент усиления при их применении зависит только от отношения сопротивлений аналогичных пленочных резисторов и составляет менее 10 ppm/°C для $K_V < 100$. Для $K_V = 1000$ температурный коэффициент усиления увеличивается до 25 ppm/°C из-за более значительного влияния сопротивления металлических проводников, последовательно соединенных с резистором в 40 Ом, задающим величину усиления.

7. Для исключения влияния входных токов ОУ X1–X3 на работу элементов предусилителя в этих ОУ применены входные ПТУП, режим работы которых задан источниками тока с малым температурным коэффициентом (около ±100 ppm/°C) для минимизации температурного дрейфа напряжения смещения нуля входных пар полевых транзисторов. Низкий дрейф особенно важен для выходного усилителя X3 и желателен для X1 и X2.

Дальнейшая модернизация ИУ фирмы Analog Devices была направлена на уменьшение их стоимости и улучшение эксплуатационных характеристик при минимальном изменении схемы рис. 1.

В ИУ выполнена защита всех выводов микросхем от воздействия электростатического разряда (ЭСР) включением защитных диодов и токоограничительных резисторов. Обычно защита от ЭСР гарантирована до 4 кВ (модель человеческого тела). Для уменьшения стоимости микросхем за счет снижения трудоемкости лазерной подстройки сопротивлений резисторов в большинстве ИУ реализованы только два высокоточных значения коэффициента усиления, причем $K_V = 1$ обеспечивается путем лазерной подгонки отношений резисторов R3/R4 и R5/R6 при отсутствии RG, а второе значение усиления – путем подгонки отношения (R1 + R2)/RG для небольшого K_V. Величина $K_V > 100$ обеспечивается выбором сопротивления внешнего резистора RG.

Разработаны двухканальные исполнения ИУ (AD8222) и прецизионные ИУ с дополнительными ОУ для обработки сигнала (AD8295). Применение в качестве X1 и X2 операционных усилителей с большим диапазоном допустимого выходного напряжения позволило удалить из схемы рис. 1 источники тока I3, I4 (AD8221, AD8222, AD8228, AD8295 и др.) и установить требуемый эмиттерный ток Q1, Q2 только за счет ОС на X1, R1 и X2, R2 с исключением возможности балансировки выходного напряжения смещения ИУ потенциометром между выводами OUTPUT NULL.

При разработке ИУ с одним источником питания также применялась схема рис. 1 с заменой типа проводимости биполярных транзисторов на противоположный, обеспечением допустимого уровня входного синфазного сигнала около нулевого значения и реализации R-t-R-выходного каскада. Проектирование R-t-R-выходных каскадов известно и рассмотрено в [5–7], а для сохранения работоспособности при нулевом входном синфазном напряжении и однополярном положительном питании перед предусилителем (рис. 1) обычно размещены входные повторители напряжения на *p*-*n*-*p*-транзисторах (AD8223, AD8226, AD8227) или ПТУП со встроенным каналом *n*-типа (AD8220, AD8224). ИУ с входными *p*-*n*-*p*-транзисторами работоспособны при меньшем напряжении питания, чем с входными *n*-ПТУП, и имеют существенно больший входной ток, наличие которого в некоторых применениях ИУ используют для проверки отсутствия повреждений в присоединительных цепях.

Основные блоки инструментальных усилителей с однополярным напряжением питания

На основе проведенного анализа ИУ, известных технических решений и имеющегося схемотехнического задела [3, 8, 9] на элементной базе технологического маршрута «40 В комплементарный биполярный с изоляцией *p*-*n*-переходом» ОАО «Интеграл» разработаны основные блоки, позволяющие синтезировать ИУ с однополярным напряжением питания и разным уровнем параметров, а именно:

– предварительный усилитель и входные повторители напряжения на *n*-ПТУП J7, J8 (рис. 2) и *p*-*n*-*p*-транзисторах;

– блок смещения, генерирующий выходной ток PTAT-типа, протекающий через резисторы R8, R9, R10, и выходной ток с малым температурным коэффициентом через R2 (рис. 3);

– схема ОУ (рис. 4) с R-t-R-выходным каскадом, допустимым отрицательным уровнем входного синфазного сигнала при однополярном напряжении питания и возможностью программирования параметров ОУ изменением сопротивления резистора R22 (рис. 4).

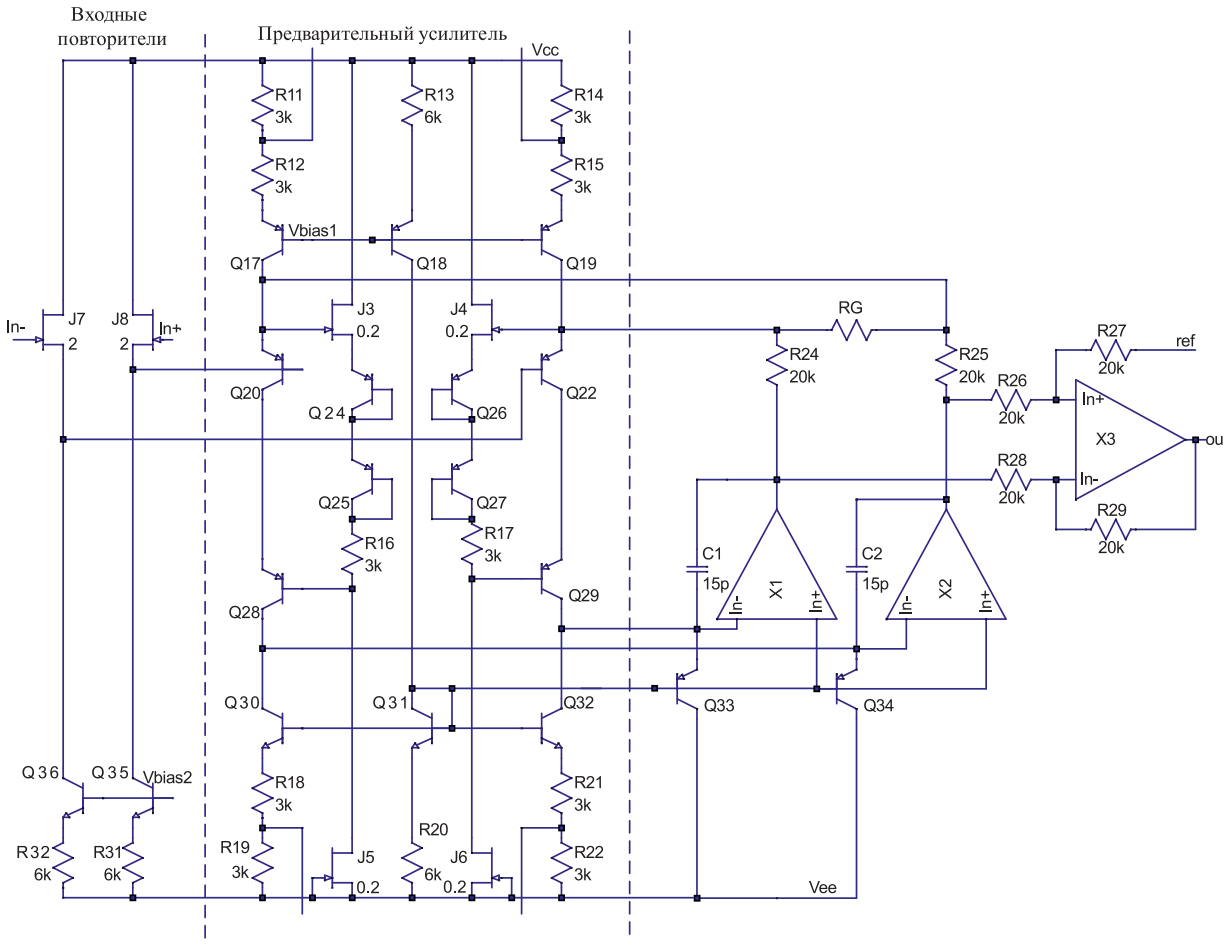
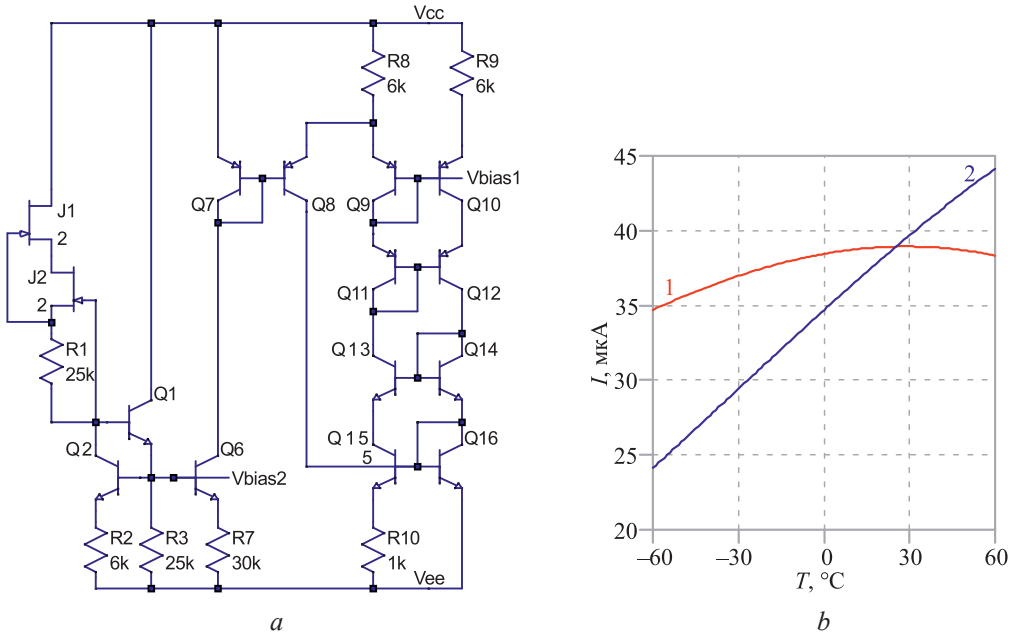


Рис. 2. Инструментальный усилитель с выделенными блоками предварительного усилителя и входными повторителями напряжения
Fig. 2. Instrumentation amplifier with distinct preamplifier stages and input voltage followers



a *b*

Рис. 3. Блок смещения: *a* – электрическая схема; *b* – температурная зависимость токов; 1, 2 – ток через резисторы R2 и R10 соответственно
Fig. 3. Bias block: *a* – electrical circuit; *b* – temperature dependence of currents; 1, 2 – current through resistors R2 and R10, respectively

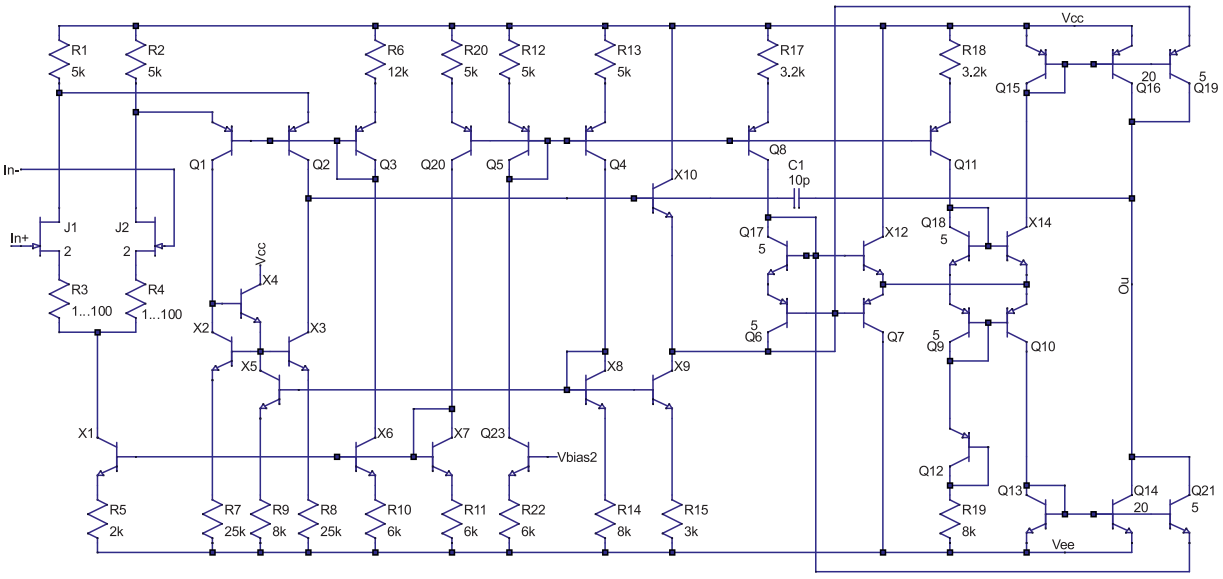


Рис. 4. Электрическая схема операционного усилителя
Fig. 4. Electrical circuit of the operational amplifier

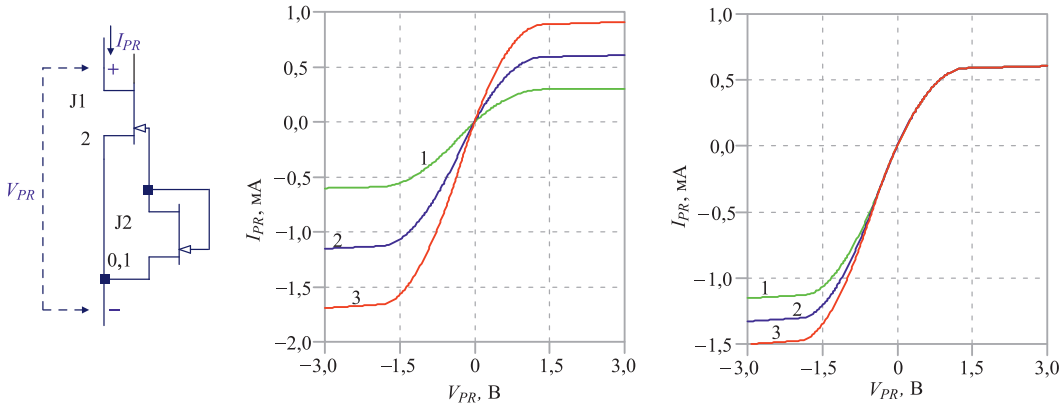
Следует отметить, что узлы Vbias1, Vbias2 на всех схемах соединены между собой, а для параллельно соединенных транзисторов приведены масштабирующие коэффициенты, показывающие количество транзисторов в соединении. В блоке смещения применены известные схемотехнические решения: слабо зависящий от температуры ток получен выбором сопротивления резистора R1, задающим ток стока каскодного соединения *n*-ПТУП J1, J2, соответствующим термостабильной точке вольт-амперной характеристики; PTAT-источник тока сформирован на транзисторах Q15, Q16 и резисторе R10, при этом площадь эмиттерного перехода Q15, превышающая площадь эмиттерного перехода Q16 в пять раз, устанавливает PTAT-ток через резистор R10 на уровне $I_{R10} \approx \varphi_T \mathrm{Ln}5/R10$; элементы Q6–Q8, R7 являются цепью запуска и не влияют на величину I_{R10} [4].

Работа ОУ рассмотрена в [9]. Модернизация блока смещения ОУ обеспечила возможность простого программирования его параметров (табл. 1), что может быть полезным при оптимизации параметров как самого ИУ, так и дополнительных ОУ, размещенных на одном кристалле с ИУ. Варьирование сопротивлений истоковых резисторов R3, R4 в диапазоне от 1 до 100 Ом обеспечивает компенсацию напряжения смещения нуля ОУ величиной до 4,5 мВ, возникающую из-за технологического разброса параметров интегральных элементов.

Таблица 1. Результаты моделирования основных параметров операционного усилителя при различном сопротивлении токозадающего резистора R22 на рис. 4
Table 1. Results of circuit simulation the main parameters of the operational amplifier with different resistance of the current-setting resistor R22 in Fig. 4

Наименование параметра	Величина параметра при сопротивлении R22, кОм		
	3	6	12
Ток потребления, мкА	1252	669	351
Максимальное выходное напряжение при напряжении питания 0/5 В и сопротивлении нагрузки 10 кОм, В	От 0,067 до 4,920	От 0,069 до 4,920	От 0,071 до 4,910
Напряжение смещения нуля, мВ	–0,371	–0,355	–0,400
Коэффициент усиления напряжения	$2 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^5$	$4{,}4 \cdot 10^4$
Частота единичного усиления, МГц	5,79	3,42	2,23
Запас по фазе на частоте единичного усиления, град.	58°	60°	60°
Спектральная плотность напряжения шума, отнесенная ко входу, на частоте 1 кГц, нВ/√Гц	12,04	15,52	20,99

Возможность использования при схемотехническом синтезе *n*-ПТУП позволила сформировать защитный элемент с двунаправленным ограничением тока (рис. 5), в котором изменением масштабирующего коэффициента (AREA) транзистора J1 устанавливаются максимальный ток ограничения и сопротивление в линейной области вольт-амперной характеристики, а коэффициентом AREA для J2 – отношение положительного тока ограничения к отрицательному (за положительное направление тока ограничения I_{PR} принят ток, втекающий в сток J1 при напряжении на нем, превышающим напряжение истока J2).



a *b* *c*

Рис. 5. Защитный элемент с двунаправленным ограничением тока: *a* – электрическая схема; *b* – вольт-амперная характеристика при AREAJ2 = 0,1: 1 – AREAJ1 = 1; 2 – AREAJ1 = 2; 3 – AREAJ1 = 3; *c* – вольт-амперная характеристика при AREAJ1 = 2: 1 – AREAJ2 = 0,1; 2 – AREAJ2 = 0,5; 3 – AREAJ2 = 1

Fig. 5. Protective element with bipolar current limiting: *a* – electrical circuit; *b* – current-voltage characteristic at AREAJ2 = 0.1: 1 – AREAJ1 = 1; 2 – AREAJ1 = 2; 3 – AREAJ1 = 3; *c* – current-voltage characteristic at AREAJ1 = 2: 1 – AREAJ2 = 0.1; 2 – AREAJ2 = 0.5; 3 – AREAJ2 = 1

Рассмотрим подробнее работу предусилителя на рис. 2. Токи истока полевых транзисторов J7, J8 заданы термостабильными источниками тока Q36, Q35 на уровне 38 мкА, при этом их напряжение исток-затвор составляет около 0,98 В, что обеспечивает работоспособность транзисторов Q20, Q22 при нулевом значении входного синфазного напряжения. В эмиттерную и коллекторную цепь Q20, Q22 включены PTAT-источники тока Q17, Q19 и Q30, Q32 с эмиттерными резисторами R11, R14 и R19, R22, отношение которых и, следовательно, отношение коллекторных токов I_{C17}/I_{C19} и I_{C30}/I_{C32} можно изменять внешним потенциометром.

Особое внимание уделено уменьшению зависимости β транзисторов Q20, Q22 от уровня синфазного и дифференциального входного напряжения. Для этого:

– напряжение коллектор-база Q20, Q22 устанавливалось на постоянном уровне около минус 0,2 В в диапазоне изменения синфазного сигнала за счет работы двух цепей следящей ОС: J3, Q24, Q25, R16, Q28 и J4, Q26, Q27, R17, Q29;

– напряжение затвор-исток J3 и J4 обеспечивалось близким к нулю благодаря заданию токов истока диодным соединением J5 и J6;

– влияние цепей следящей ОС на эмиттерные токи Q20, Q22 предельно уменьшалось, поскольку токи затворов J3 и J4 в нормальных условиях менее 5 пА, что существенно меньше, чем эмиттерные токи Q20 и Q22 – около 37 мкА.

К сожалению, для обеспечения работоспособности при отрицательном уровне входного синфазного напряжения требуется довольно большое падение напряжения исток-затвор J7, J8, которое достигается при малой величине их тока истока. При этом значительно уменьшается крутизна J7, J8 и возрастает спектральная плотность напряжения шума, отнесенная ко входу. Возможным решением указанной проблемы является замена истоковых повторителей J7, J8 на *p-n-p*-эмиттерные повторители, что одновременно приводит к увеличению входного тока ИУ.

Результаты схемотехнического моделирования основных параметров ИУ приведены в табл. 2, из которой видно, что полоса пропускания ИУ не зависит от типа транзисторов во входных повторителях напряжения, хотя применение в них *p-n-p* вместо *n*-ПТУП приводит к 20%-ному

уменьшению спектральной плотности напряжения шума и 5%-ному уменьшению тока потребления предусилителя с входным повторителем напряжения. При этом входной ток ИУ в нормальных условиях возрастает более чем в 1000 раз.

Таблица 2. Результаты моделирования основных параметров инструментального усилителя с различным типом входных повторителей напряжения при напряжении питания 0/5 В
Table 2. Results of circuit simulation the main parameters of an instrumentation amplifier with different types of input voltage followers at supply voltage 0/5 V

Наименование параметра	Значение параметра с входными повторителями	
	n-ПТУП	*p-n-p*
Ток потребления предусилителя и входных повторителей, мкА	255,6	241,8
Минимально допустимое входное синфазное напряжение, В	–0,15	0,13
Входной ток, нА	0,016	66,800
Полоса пропускания, кГц, при усилении, равном: 1000 10	 13,2 307,8	 13,1 307,3
Спектральная плотность напряжения шума на частоте 1 кГц, нВ/√Гц, при усилении, равном: 1000 10	 14,8 19,4	 11,6* 17,0
*Возможно уменьшение до 9,47 нВ/√Гц при одновременном увеличении входного тока до 175,6 нА.		

Заключение

1. На основе анализа серии микросхем фирмы Analog Devices установлены основные конструктивно-схемотехнические особенности прецизионных инструментальных усилителей. Отмечено, что для изготовления микросхем инструментальных усилителей, работоспособных в широком диапазоне однополярного напряжения питания, предпочтительнее применение комплементарных биполярных транзисторов и *n*-ПТУП, например, реализуемых по технологическому маршруту «40 В комплементарный биполярный с изоляцией *p-n*-переходом» ОАО «Интеграл».

2. Для элементной базы указанного технологического маршрута разработаны основные блоки, позволяющие синтезировать инструментальные усилители с разным сочетанием параметров, а именно:

– дифференциальный предусилитель с различными видами входных повторителей напряжения на *n*-ПТУП- и *p-n-p*-транзисторах;

– операционный усилитель, работоспособный при нулевом уровне входного синфазного напряжения и однополярном напряжении питания, с размахом выходного напряжения, близкого к напряжению источника питания;

– блок смещения, генерирующий как термостабильный выходной ток, так и ток, пропорциональный абсолютной температуре, для задания рабочего режима разных каскадов инструментального усилителя;

– защитный элемент с двунаправленным ограничением тока на основе двух *n*-ПТУП разных размеров.

3. Для разработанных блоков приведены результаты моделирования, показывающие возможность программирования различного сочетания параметров.

Список литературы / References

1. Dvornikov O., Tchekhovski V., Popov A. (2025) Design of Bipolar Analog Basic Matrix Crystals. *Electronic Components.* (1), 48–53 (in Russian).
2. Dvornikov O., Tchekhovski V., Popov A. (2025) Development and Application of High-Power Analog Basic Matrix Crystals in the Design of Power Analog Integrated Circuits. *Electronic Components.* (5), 14–20 (in Russian).

3. Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A. (2025) Design of a Set of Analog Microcircuits for Processing Signals from High-Resistance Sensors. *Devices and Methods of Measurements.* 16 (4), 333–343. DOI: 10.21122/2220-9506-2025-16-4-333-343 (in Russian).
4. Tietze W., Schenk K. (2007) *Semiconductor Circuitry*. Moscow, DMK Press Publ. (in Russian).
5. Fonderie J., Maris M. M., Schnitger E. J., Huijsing J. H. (1989) 1-V Operational Amplifier with Rail-to-Rail Input and Output Ranges*. IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 24 (6), 1551–1559. DOI: 10.1109/4.44990.
6. Vyne R. L., Petty T. D., Koda R., Susak D. M. (1992) A Quad Low Voltage Rail-to-Rail Operational Amplifier. *Proceedings of the 1992 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, Minneapolis, MN, USA*. 242–245. DOI: 10.1109/BIPOL.1992.274041.
7. Bowers D. F. (1987) A 20-/spl mu/W Precision Operational Amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 22 (3), 322–329. DOI: 10.1109/JSSC.1987.1052728.
8. Wurcer S. A., Counts L. W. (1982) A Programmable Instrumentation Amplifier for 12-bit Resolution Systems. IEEE Journal of Solid-State Circuits. 17 (6), 1102–1111. DOI: 10.1109/JSSC.1982.1051867.
9. Close J. P., Santos F. (1993) A JFET Input Single Supply Operational Amplifier with Rail-to-Rail Output. *1993 Proceedings of IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, *Minneapolis, MN, USA*. 149–152. DOI: 10.1109/BIPOL.1993.617487.

Поступила 14.07.2026
Received: 14 July 2026

Принята в печать 18.08.2026
Accepted: 18 August 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

Дворников О. В., д-р техн. наук, доц., гл. науч. сотр., ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»

Чеховский В. А., зав. лаб., Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета

Information about the authors

Dvornikov O., Dr. Sci. (Tech.), Associate Professor, Principal Researcher, OJSC "Minsk Research Instrument-Making Institute"

Tchekhovski V., Head of Laboratory, Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University

Адрес для корреспонденции

220113, Республика Беларусь,
Минск, ул. Я. Коласа, 73
ОАО «Минский научно-исследовательский
приборостроительный институт»
Тел.: +375 29 616-45-87
E-mail: oleg.dvornikov@mnipi.by
Дворников Олег Владимирович

Address for correspondence

220113, Republic of Belarus,
Minsk, Ya. Kolasa St., 73
OJSC "Minsk Research
Instrument-Making Institute"
Tel.: +375 29 616-45-87
E-mail: oleg.dvornikov@mnipi.by
Dvornikov Oleg

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-69-75

УДК 621.382

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ВОЗДУШНОГО ПОТОКА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА АМПЛИТУДЫ ШУМОВЫХ ИМПУЛЬСОВ

А. О. ЗЕНЕВИЧ, О. В. КОЧЕРГИНА, И. Л. ТЕРЕХ

Белорусская государственная академия связи (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Исследована возможность использования шумовых диодов в качестве чувствительных элементов термоанемометров. Экспериментально установлена зависимость среднего значения амплитуды шумовых импульсов от температуры и скорости воздушного потока для моделей диодов ND102L и ND103L. Показано, что при постоянном напряжении смещения, соответствующем напряжению пробоя шумового диода при максимальной температуре из исследуемого диапазона, увеличение скорости охлаждающего воздушного потока приводит к линейному росту амплитуды шумовых импульсов. Определена чувствительность предлагаемого способа, составившая 156,9 мВ·с/м для диода ND102L и 105,9 мВ·с/м для ND103L. Выполнено сравнение амплитудного способа измерения скорости с частотным. Установлено, что предложенный амплитудный способ обеспечивает меньшую погрешность (4,5 % для ND102L и 2,1 % для ND103L), более высокое быстродействие и простоту аппаратной реализации, что делает его перспективным для применения в компактных измерительных устройствах реального времени.

Ключевые слова: шумовой диод, воздушный поток, скорость, амплитуда импульсов, перенапряжение, температура, тепловой анемометрический способ, датчик.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Зеневич, А. О. Способ определения скорости воздушного потока на основе анализа амплитуды шумовых импульсов / А. О. Зеневич, О. В. Кочергина, И. Л. Терех // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 69–75. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-69-75.

A METHOD FOR DETERMINING AIR FLOW VELOCITY BASED ON THE ANALYSIS OF THE AMPLITUDE OF NOISE PULSES

ANDREY ZENEVICH, OLGA KOCHERGINA, IRINA TEREKH

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

Abstract. The possibility of using noise diodes as sensing elements of hot-wire anemometers was investigated. The dependence of the average value of the noise pulse amplitude on the temperature and air flow velocity was experimentally established for the ND102L and ND103L diode models. It was shown that, at a constant bias voltage corresponding to the breakdown voltage of the noise diode at the maximum temperature in the studied range, an increase in the cooling air flow velocity leads to a linear increase in the noise pulse amplitude. The sensitivity of the proposed method was determined to be 156.9 mV·s/m for the ND102L diode and 105.9 mV·s/m for the ND103L diode. A comparison of the amplitude method of velocity measurement with the frequency method was performed. It was found that the proposed amplitude method provides a lower error (4.5 % for ND102L and 2.1 % for ND103L), higher speed and simplicity of hardware implementation, which makes it promising for use in compact real-time measuring devices.

Keywords: noise diode, air flow, speed, pulse amplitude, overvoltage, temperature, thermal anemometric method, sensor.

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

For citation. Zenevich A., Kochergina O., Terekh I. (2026) A Method for Determining Air Flow Velocity Based on the Analysis of the Amplitude of Noise Pulses. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 69–75. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-69-75 (in Russian).

Введение

Современные задачи метеорологии, проектирования и функционирования систем вентиляции, мониторинга окружающей среды требуют наличия надежных методов измерения скорости воздушного потока. Прибор для ее измерения, принцип действия которого основан на явлении конвективного теплообмена, называется термоанемометром. Чем выше скорость воздушного потока, тем интенсивнее он охлаждает нагретый элемент. Однако в современных термоанемометрах в качестве чувствительного элемента используется тонкая платиновая или вольфрамовая нить, что приводит к хрупкости устройства [1–3]. В связи с этим актуальной задачей является поиск альтернативных материалов и конструктивных решений, обеспечивающих повышение механической прочности и эксплуатационной надежности чувствительного элемента без снижения его метрологических характеристик. Перспективные направления исследований – разработка сенсорных структур и применение композитных или полупроводниковых материалов, обладающих высокой чувствительностью к тепловым изменениям и устойчивостью к внешним воздействиям.

Шумовые диоды, генерирующие шумовые импульсы с амплитудой, существенно превышающей тепловой шум, представляют собой потенциально чувствительный элемент для сенсорики. Известно, что амплитуда шумового импульса таких приборов зависит от температуры среды [4–6]. Интенсивность теплообмена между средой и шумовым диодом, в свою очередь, напрямую определяется скоростью воздушного потока. Таким образом, возникает предположение о существовании зависимости между амплитудой шумовых импульсов диода и скоростью воздушного потока. Однако количественная оценка этой зависимости для создания датчиков скорости воздушного потока, шумовых термоанемометров ранее не проводилось. В связи с этим цель исследований авторов – установление зависимости между амплитудой шумовых импульсов диода и скоростью воздушного потока, а также проведение экспериментальной оценки принципиальной возможности использования шумовых диодов в задачах определения скорости воздушного потока на основе анализа амплитудного распределения генерируемых ими шумовых импульсов.

Экспериментальная установка и методика измерения

Для проведения исследования была разработана экспериментальная установка, структурная схема которой показана на рис. 1, где приняты следующие обозначения: РТ – регулятор температуры; АМ – анемометр; ИПВ – источник потока воздуха; ШД – шумовой диод; Усил. – усилитель; А – амперметр; В – вольтметр; ИПН – источник постоянного напряжения; Осц. – осциллограф; ИАР – измеритель амплитудного распределения; Т – термометр; $R_н$ – сопротивление нагрузки.

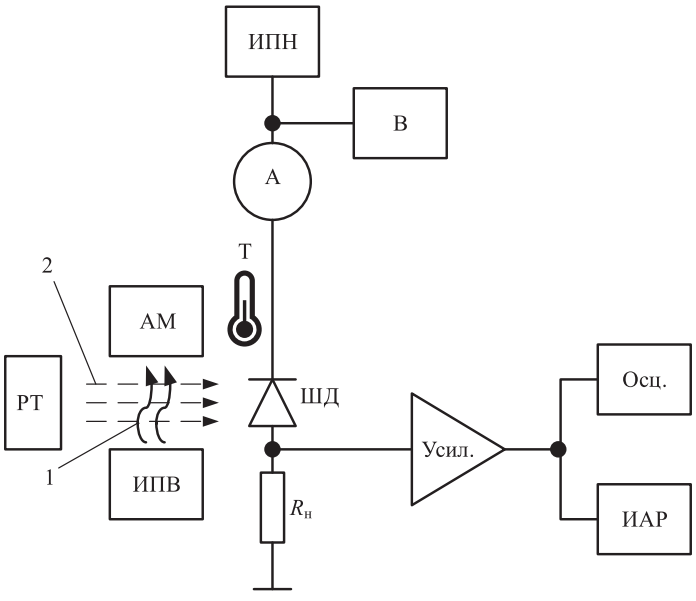


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки:
1, 2 – охлаждающий и нагревающий воздушные потоки соответственно
Fig. 1. Structural diagram of the experimental setup: 1, 2 – cooling and heating air flows, respectively

Регулятор температуры формирует нагревающий воздушный поток 2 с постоянной температурой 323 К и позволяет установить и поддерживать температуру ШД. Для охлаждения ШД после его нагрева до заданного значения температуры использовался охлаждающий воздушный поток 1, создаваемый ИПВ. Температура нагрева ШД в ходе эксперимента изменялась с помощью РТ в диапазоне от 293 до 323 К. Минимальное значение соответствовало условиям комнатной температуры. Верхний предел исследуемого температурного интервала был выбран с учетом предельно допустимых климатических норм умеренного географического пояса. Температура охлаждающего воздушного потока была постоянной и составляла 293 К. Температура охлаждающего и нагревающего воздушных потоков контролировалась с помощью встроенного термометра. Скорость воздушного потока от ИПВ регулировалась в пределах 0,05–2,60 м/с и контролировалась сертифицированным анемометром MS6250.

Напряжение обратного смещения $U_{см}$ на ШД подавалось от ИПН. Поскольку формирование шумовых импульсов в ШД происходило при значениях $U_{см}$, близких или превышающих напряжение пробоя $U_{пр}$ p–n-перехода [7], именно такие напряжения обратного смещения использовались в эксперименте. Значение сопротивления нагрузки $R_н$, при котором для всех величин $U_{см}$ удавалось сформировать шумовые импульсы, составляло 1 кОм. Поэтому в экспериментальной установке было использовано такое значение $R_н$. Помимо этого, $R_н$ = 1 кОм обеспечивало величины электрических токов для всех используемых напряжений обратного смещения меньше значения тока, при котором не происходил тепловой пробой ШД.

Шумовые импульсы, сформированные на сопротивлении нагрузки $R_н$, поступали на вход усилителя, где осуществлялось их усиление. Сформированные импульсы регистрировались осциллографом, что позволило оценить среднее значение амплитуды сформированных шумовых импульсов $<U_m>$. Параллельно с осциллографом для измерения амплитудного распределения импульсов использовался ИАР.

Величина $U_{см}$ измерялась при помощи вольтметра. Значение электрического тока, протекающего через ШД, определялось амперметром. Измерение и контроль силы тока были необходимы для определения напряжения пробоя ШД. При проведении измерений напряжение пробоя p–n-перехода ШД $U_{пр}$ устанавливалось по методике [8] на основании анализа вольт-амперной характеристики.

Объектами исследования выступали ШД производства ОАО «ЦВЕТОТРОН» (РБ) моделей ND102L, ND103L. Данные диоды достаточно хорошо зарекомендовали себя в системах для измерения и контроля температуры [8, 9]. Поскольку эти ШД имеют разные напряжения пробоя, для сравнения их некоторых характеристик между собой использовалось перенапряжение, определяемое как $\Delta U = U_{см} - U_{пр}$ [10].

Результаты исследования и их обсуждение

Согласно исследованиям [6], напряжение пробоя ШД увеличивается с повышением температуры. Зависимость $U_{пр}(T)$ можно представить как $U_{пр} = U_0 + kT$, где U_0 – напряжение пробоя p–n-перехода ШД при температуре 293 К; k – коэффициент линейной зависимости. Коэффициенты линейной зависимости k для исследуемых моделей ШД составляли 0,28 и 0,27 мВ/К для ND102L и ND103L соответственно.

На рис. 2 для диода ND102L представлены амплитудные распределения для шумовых импульсов при напряжении смещения $U_{см}$ = 9,30 В при разных температурах. Указанное значение напряжения смещения соответствует напряжению пробоя модели ND102L при 323 К. Для диода ND103L амплитудное распределение шумовых импульсов имело аналогичный вид. Повышение температуры приводило к тому, что амплитуда шумовых импульсов уменьшалась. Это связано с тем, что при повышении температуры растет напряжение пробоя ШД. При этом уменьшается величина ΔU, и, следовательно, – уменьшается амплитуда шумовых импульсов.

Результаты исследования зависимости среднего значения амплитуды шумовых импульсов от температуры при постоянном значении напряжения обратного смещения ШД представлены в табл. 1. Как видно из табл. 1, при повышении температуры от 293 до 323 К среднее значение амплитуды шумовых импульсов при постоянном $U_{см}$ для диода ND102L уменьшалось от 400 мВ, а для ND103L – от 270 мВ практически до нулевого уровня в пределах погрешности измерений. Величины напряжения смещения 9,30 В и 8,82 В соответствуют $U_{пр}$ исследуемых

моделей при 323 К. Зависимость среднего значения амплитуды шумовых импульсов от температуры $<U_m>(T)$ при постоянном значении $U_{см}$ для всех исследуемых ШД линейна. Если при изменении температуры в диапазоне ΔT среднее значение амплитуды шумовых импульсов $<U_m>$ изменялось на величину ΔU_m, то для зависимости $<U_m>(T)$ коэффициент линейности определялся по формуле $\delta = \Delta U_m/\Delta T$ (табл. 1).

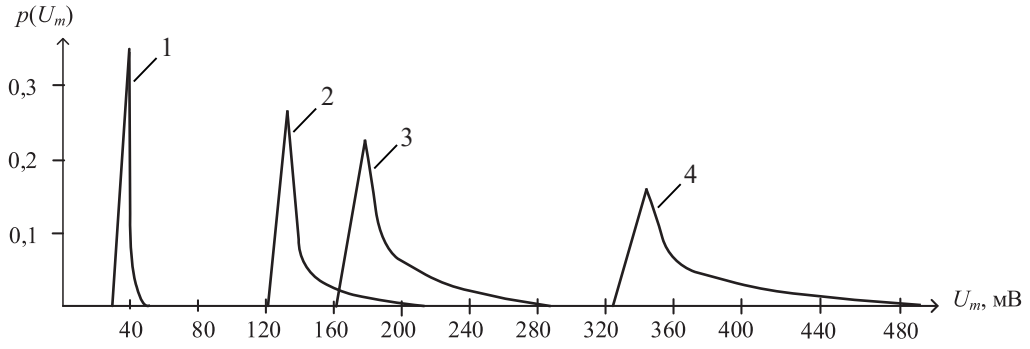


Рис. 2. Распределение амплитуды шумовых импульсов для модели ND102L при постоянном напряжении смещения при температурах, К: 1 – 323; 2 – 313; 3 – 303; 4 – 293
Fig. 2. Distribution of noise pulse amplitude for the ND102L model at constant bias voltage at temperatures, K: 1 – 323; 2 – 313; 3 – 303; 4 – 293

Таблица 1. Результаты исследования зависимости среднего значения амплитуды шумовых импульсов от температуры при постоянном значении $U_{см}$ шумовых диодов
Table 1. Results of the study of the dependence of the average value of the amplitude of noise pulses on temperature at a constant value of U_b of noise diodes

Модель шумового диода	Напряжение смещения $U_{см}$, В	Температура T, К	Среднее значение $<U_m>$, мВ	Коэффициент линейности δ, мВ/К
ND102L	9,30	293	400	–13,3
		303	260	
		313	140	
		323	0	
ND103L	8,82	293	270	–9,0
		303	180	
		313	95	
		323	0	

Большее значение δ наблюдалось для ШД ND102L по сравнению с ND103L. Это означает, что для ШД ND102L существует более сильная зависимость изменения амплитуды от изменения температуры, что обусловлено отличием внутренней структуры исследуемых моделей.

Для получения наибольшей зависимости среднего значения амплитуды шумовых импульсов исследуемых ШД от скорости воздушного потока следует выбирать напряжения смещения 9,30 В для ШД ND102L и 8,82 В для ND103L, поскольку при данных значениях $U_{см}$ обеспечивается уменьшение амплитуды импульсов ШД практически до нулевого уровня в пределах погрешности измерений в исследуемом диапазоне температур. Это, в свою очередь, обеспечивает наибольшую чувствительность ШД к изменению температуры и, следовательно, к скорости воздушного потока, поскольку, чем больше скорость воздушного потока, тем быстрее устанавливается температура ШД. При меньших величинах $U_{см}$ среднее значение амплитуды шумовых импульсов уменьшается практически до нуля при температуре ниже 323 К, а при больших напряжениях смещения составляет значения, отличные от нуля, что затрудняет схемную реализацию предлагаемого способа.

Зависимости среднего значения амплитуды шумовых импульсов $U_{mв}$ от скорости воздушного потока при напряжениях смещения 9,30 и 8,82 В для ШД ND102L и ND103L соответственно представлены на рис. 3. Из рисунка видно, что увеличение скорости воздушного потока приводит

к увеличению амплитуды шумовых импульсов таким образом, что при v = 2,6 м/с среднее значение шумовых импульсов восстанавливается до величины, указанной в табл. 1. А это свидетельствует о достижении предельного охлаждения ШД.

Представленная на рис. 3 зависимость линейна и характеризует чувствительность ШД к скорости изменения воздушного потока, которая определяется как $S = \Delta U_{m\text{в}}/\Delta v$, где $\Delta U_{m\text{в}}$ – изменение среднего значения амплитуды шумовых импульсов при изменении скорости воздушного потока Δv. Величина S составила 156,9 и 105,9 мВ·с/м для ND102L и ND103L соответственно.

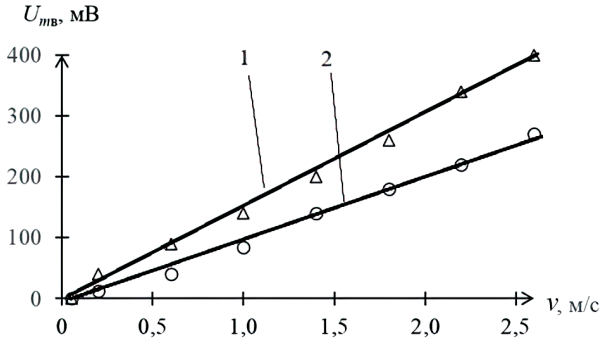


Рис. 3. Зависимость среднего значения амплитуды шумовых импульсов от скорости воздушного потока для модели: 1 – ND103L; 2 – ND102L

Fig. 3. Dependence of the average value of the amplitude of noise pulses on the air flow velocity for the model: 1 – ND103L; 2 – ND102L

Скорость охлаждающего воздушного потока 3,0 м/с позволяет охладить ШД до температуры 293 К за 30 с. Таким образом, на основании проведенных исследований можно предложить способ определения скорости воздушного потока на основе анализа амплитуды шумовых импульсов, для реализации которого необходимо установить напряжение смещения ШД, которое превышает напряжение пробоя. Последовательность осуществления предлагаемого способа:

– нагреть ШД до температуры, при которой амплитуда шумовых импульсов уменьшается на 90 % от первоначального значения;

– направить на ШД воздушный поток, скорость которого требуется определить;

– по величине изменения амплитуды шумовых импульсов на основании зависимости, представленной на рис. 3, определить величину скорости воздушного потока.

Для реализации способа определения скорости воздушного потока на основе анализа амплитуды шумовых импульсов лучше использовать ШД ND102L. Для ND102L характерны более высокая величина среднего значения амплитуды шумовых импульсов и большая зависимость $<U_m>$ от температуры. В [11] рассмотрен способ определения скорости воздушного потока по частоте следования шумовых импульсов. Сравнение обоих способов представлено в табл. 2, из которой видно, что погрешность измерения скорости воздушного потока способом на основе среднего значения амплитуды шумовых импульсов меньше, чем при измерении их частоты на 1,4 % для ШД ND102L и на 0,2 % – для ND103L.

Таблица 2. Сравнение способов определения скорости воздушного потока на основе шумовых диодов
Table 2. Comparison of air flow velocity detection methods based on noise diodes

Модель шумового диода	Погрешность на основе измерения, %	
	частоты шумовых импульсов	амплитуды шумовых импульсов
ND102L	5,9	4,5
ND103L	2,3	2,1

Согласно табл. 2, способ определения скорости воздушного потока по величине среднего значения амплитуды шумовых импульсов обладает существенными преимуществами с точки зрения быстродействия и аппаратной реализации. Измерение амплитуды является по своей природе локальным во времени и без необходимости накопления статистики. Это обеспечивает минимальную задержку получения результата, что особенно важно для систем реального времени, быстродействующих измерительных трактов и защитных устройств.

С аппаратной точки зрения амплитудное измерение требует сравнительно простой схемной реализации и может быть выполнено с использованием базовых аналоговых узлов, таких как компараторы, пиковые детекторы или аналого-цифровые преобразователи. В отличие от этого, определение частоты предполагает наличие стабильной опорной временной базы, счетчиков, таймеров и, как правило, цифровой обработки, что увеличивает сложность системы, ее энергопотребление. Таким образом, способ определения скорости воздушного потока по величине среднего значения амплитуды шумовых импульсов оказывается более эффективным в задачах, где критичны скорость реакции, компактность и минимальная вычислительная нагрузка.

Заключение

1. Экспериментально установлено, что увеличение скорости воздушного потока v приводит к увеличению среднего значения амплитуды шумовых импульсов $U_{m\text{в}}$ вследствие охлаждения p–n-перехода шумового диода. Полученная линейная зависимость $U_{m\text{в}}(v)$ позволяет использовать шумовые диоды в качестве чувствительных элементов для измерения скорости воздушного потока. Наибольшая чувствительность к изменению скорости потока наблюдалась у диода ND102L.

2. Выполнено сравнение способов определения скорости воздушного потока на основании частоты и среднего значения амплитуды шумовых импульсов. Сравнение показало, что способ определения скорости воздушного потока на основе измерения среднего значения амплитуды шумовых импульсов обладает меньшей погрешностью по сравнению со способом, основанным на измерении частоты шумовых импульсов. Кроме того, первый способ отличается более высоким быстродействием и меньшей аппаратной сложностью, что делает его перспективным для применения в системах реального времени и компактных измерительных устройствах.

3. В результате исследований установлено, что шумовой диод модели ND102L является более предпочтительным для реализации способа определения скорости воздушного потока по величине среднего значения амплитуды шумовых импульсов.

Список литературы

1. Еськин, А. А. Вентиляция. Ч. 1. Для студентов направления подготовки 08.03.01, 08.04.01 «Строительство» / А. А. Еськин, Н. С. Ткач, Н. Н. Турчанович. Владивосток: Изд-во Дальневост. федерал. ун-та, 2022.
2. Corrsin, S. Extended Applications of the HotWire Anemometer / S. Corrsin // Review of Scientific Instruments. 1947. Vol. 18, No 7. P. 469–471.
3. Атмосфера. Методы определения скорости и расхода газопылевых потоков, отходящих от стационарных источников загрязнения: ГОСТ 17.2.4.06–90. Введ. 01.01.1991. М.: Изд-во стандартов, 1991.
4. Бельский, А. Я. Анализ шумовых характеристик диодного генератора в многоконтурной системе / А. Я. Бельский, С. М. Сацук, В. Н. Путилин // Доклады БГУИР. 2020. Т. 18, № 5. С. 9–16. https://doi.org/10.35596/1729-7648-2020-18-5-9-16.
5. Rota, F. Noise Source Diodes / F. Rota // VHF Communications. 2007. No 1. P. 11–19.
6. Рентюк, В. Высокоэффективный генератор шума на базе стабилизатора напряжения / В. Рентюк // Компоненты и технологии. 2014. № 1. С. 136–137.
7. Горбадей, О. Ю. Исследование характеристик потока импульсов шумовых диодов, работающих в режиме микроплазменного пробоя / О. Ю. Горбадей, А. О. Зеневич // Проблемы физики, математики и техники. 2018. № 2. С. 7–10.
8. On the Temperature Characteristics of Noise Diodes / A. O. Zenevich [et al.] // Semiconductors. 2024. Vol. 58, No 13. P. 80–83.
9. Zenevich, A. O. Noise Diode as a Basis for Creation of Temperature Alarm / A. O. Zenevich, O. V. Kochergina // Journal of Communications Technology and Electronics. 2025. Vol. 70, No 2. P. 57–60.
10. Гулаков, И. Р. Фотоприемники квантовых систем / И. Р. Гулаков, А. О. Зеневич. Минск: Белор. гос. акад. связи, 2012.
11. Сигнализатор температуры: пат. BY № 24755 / А. О. Зеневич, О. В. Кочергина. Опубл. 30.10.2025.

Поступила 01.06.2026 Принята в печать 30.06.2026

References

1. Eskin A. A., Tkach N. S., Turchanovich N. N. (2022) *Ventilation. Part 1. For Students Majoring in Construction 08.03.01, 08.04.01*. Vladivostok, Far Eastern Federal University (in Russian).

2. Corrsin S. (1947) Extended Applications of the HotWire Anemometer. *Review of Scientific Instruments*. 18 (7), 469–471.
3. State Standard 17.2.4.06–90. *Atmosphere. Methods for Determining the Velocity and Flow Rate of Gas-Dust Flows Emanating from Stationary Pollution Sources*. Introduction 01.01.1991. Moscow, Publishing House of Standards (in Russian).
4. Belsky A. Ya., Satsuk S. M., Putilin V. N. (2020) Analysis of the Noise Characteristics of a Diode Generator in a Multi-Circuit System. *Doklady BGUIR*. 18 (5), 9–16. https://doi.org/10.35596/1729-7648-2020-18-5-9-16 (in Russian).
5. Rota F. (2007) Noise Source Diodes. *VHF Communications*. (1), 11–19.
6. Rentyuk V. (2014) Highly Efficient Noise Generator Based on a Voltage Stabilizer. *Components and Technologies*. (1), 136–137 (in Russian).
7. Gorbadey O. Y., Zenevich A. O. (2018) Investigation of the Characteristics of the Pulse Flux of Noise Diodes Operating in the Microplasma Breakdown Mode. *Problems of Physics, Mathematics and Technics*. (2), 7–10 (in Russian).
8. Zenevich A. O., Kochergina O. V., Buslyuk V. V., Fedosyuk D. N., Lushchy D. A. (2024) On the Temperature Characteristics of Noise Diodes. *Semiconductors*. 58 (13), 80–83.
9. Zenevich A. O., Kochergina O. V. (2025) Noise Diode as a Basis for Creation of Temperature Alarm. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 70 (2), 57–60.
10. Gulakov I. R., Zenevich A. O. (2012) *Photodetectors of Quantum Systems*. Minsk, Belarusian State Academy of Communications (in Russian).
11. Zenevich A. O., Kochergina O. V. (2025) Temperature Alarm. *Patent BY No 24755*. *Publ. 30.10.2025* (in Russian).

Received: 1 June 2026 Accepted: 30 June 2026

Вклад авторов

Зеневич А. О. сформулировал цель и задачи, методику проведения экспериментальных исследований, осуществил их научное руководство.

Кочергина О. А. и Терех И. Л. провели экспериментальные исследования и анализ полученных результатов.

Authors' contributions

Zenevich A. formulated the goal and objectives, the methodology for conducting experimental research, and provided their scientific guidance.

Kochergina O. and Terekh I. conducted the experimental studies and analyzed the results.

Сведения об авторах

Зеневич А. О., д-р техн. наук, проф., ректор Белорусской государственной академии связи (БГАС)

Кочергина О. В., канд. техн. наук, доц., зав. каф. радио и информационных технологий, БГАС

Терех И. Л., асп. каф. радио и информационных технологий, БГАС

Адрес для корреспонденции

220076, Республика Беларусь,
Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2
Белорусская государственная академия связи
Тел.: +375 29 153-61-03
E-mail: I.Terech@bsac.by
Терех Ирина Леонидовна

Information about the authors

Zenevich A., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Rector of the Belarusian State Academy of Communications (BSAC)

Kochergina O., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of the Department of Radio and Information Technologies, BSAC

Terekh I., Postgraduate of the Department of Radio and Information Technologies, BSAC

Address for correspondence

220076, Republic of Belarus,
Minsk, F. Skoriny St., 8/2
Belarusian State Academy of Communications
Tel.: +375 29 153-61-03
E-mail: I.Terech@bsac.by
Terekh Irina

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-76-83

УДК 004.932+004.896+004.7.055

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСТАНЦИИ ДО ОБЪЕКТА В МНОГОРОБОТНОЙ СИСТЕМЕ НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНОЙ СОГЛАСОВАННОЙ ТРИАНГУЛЯЦИИ

Ц. ГО[1], М. И. ЗОРЬКО[1], Н. ЧЭН[2], В. Ю. ЦВЕТКОВ[1]

[1]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Республика Беларусь)
[2]Сианьский университет электронной науки и техники (Сиань, Китайская Народная Республика)

Аннотация. Рассматривается задача повышения точности определения дистанции до объекта в видеоцентрической самоорганизующейся многороботной системе без одометрии (POM-MRS), функционирующей в квазистационарном режиме. В современных POM-MRS задачи обнаружения опорного агента для измерения дистанции до объекта окружения, сетевой идентификации опорного агента (установления соответствия между изображением агента и его сетевым адресом) и определения его ориентации решаются с помощью комплексного нейросетевого детектирования, что ограничивает распределенный стереобазис и дает относительно малую точность измерений дистанции до объекта в условиях крупномасштабных открытых пространств. Для повышения точности определения дистанции до объекта окружения предлагается модель на основе локальной согласованной триангуляции с аналитической оценкой ошибок измерений и протокольно-геометрической верификацией гипотез о детектировании агентов. Модель позволяет уменьшить эти ошибки по сравнению с моделями однороботных систем на основе одометрии и известными моделями POM-MRS на базе комплексного нейросетевого детектирования агентов.

Ключевые слова: дистанция до объекта, видеоцентрическая многороботная система, локальная согласованная триангуляция, стереобазис, сетевая идентификация агентов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Определение дистанции до объекта в многороботной системе на основе локальной согласованной триангуляции / Ц. Го [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 76–83. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-76-83.

DETERMINING THE DISTANCE TO AN OBJECT IN A MULTI-ROBOT SYSTEM BASED ON LOCAL CONSISTENT TRIANGULATION

QICHENG GUO[1], MIKHAIL ZORKO[1], NAN CHENG[2], VIKTAR TSVIATKOU[1]

[1]Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)
[2]Xidian University (Xi'an, People's Republic of China)

Abstract. This paper considers the problem of increasing the accuracy of object distance determination in a video-centric self-organizing multi-robot system without odometry (POM-MRS) operating in a quasi-stationary mode. In modern POM-MRS, the tasks of detecting a reference agent for measuring the distance to an environmental object, network identification of the reference agent (establishing a correspondence between the agent's image and its network address), and determining its orientation are solved using complex neural network detection. This limits the distributed stereo basis and results in relatively low accuracy of object distance measurements in large-scale open spaces. To improve the accuracy of environmental distance determination, we propose a model based on local consistent triangulation with an analytical assessment of measurement errors and protocol-geometric verification of agent detection hypotheses. The model reduces these errors compared to single-robot system models based on odometry and existing POM-MRS models based on complex neural network agent detection.

Keywords: distance to object, video-centric multirobot system, local consistent triangulation, stereo basis, network identification of agents.

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

For citation. Guo Q., Zorko M., Cheng N., Tsviatkou V. (2026) Determining the Distance to an Object in a Multi-Robot System Based on Local Consistent Triangulation. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 76–83. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-76-83 (in Russian).

Введение

Самоорганизующаяся многороботная система (Self-Organizing Multi-Robot System, SMRS) является эффективным средством решения ряда сложных задач. Функциональность SMRS определяется в первую очередь связностью и сенсорами роботов – интеллектуальных агентов. Каждый агент, как и отдельный (отделившийся от SMRS) робот, преобразует сигналы сенсоров в понимание окружающего пространства с помощью технологии SLAM (Simultaneous Localization and Mapping) [1]. Распределенный интеллект SMRS опирается на технологию MA-SLAM (Multi-Agent SLAM), позволяющую агентам совместно оценивать и синхронизировать понимание окружения. На основе распределенных между агентами стереобазисов с помощью триангуляции в SMRS определяются дистанции до объектов окружения. Для повышения точности определения дистанций до объектов агенты используют качественные сенсоры различного типа, а также их комбинации [2, 3]. Для SMRS на основе малоразмерных агентов возможности применения габаритных высокоточных комбинированных сенсоров сужаются. В [1, 4, 5] описаны варианты видеоцентрических SMRS (V-SMRS), в которых агенты оснащаются одной монокулярной камерой.

V-SMRS без одометрии (Pure Optical Monocular Multi-Robot System, POM-MRS) – отдельный класс SMRS, агенты которых оснащены только монокулярными камерами и поэтому могут иметь компактное исполнение. В современных концепциях POM-MRS преобладают децентрализованная модель и комплексное нейросетевое детектирование агентов (включает обнаружение, трекинг, сетевую идентификацию, распознавание относительной ориентации) при определении распределенного стереобазиса с помощью метода обратной проекции (монокулярной дальнометрии) по их известным линейным размерам или известным размерам маркеров на корпусах агентов [6]. Комплексное нейросетевое детектирование агентов позволяет существенно повысить точность определения стереобазиса, но на малых дистанциях, что не всегда согласуется с дистанциями до объектов окружения и может приводить к большим ошибкам измерений.

Цель исследований – повышение точности определения дистанции до объекта окружения POM-MRS в условиях масштабных открытых пространств.

Постановка задачи

Рассматривается децентрализованная POM-MRS, состоящая из агентов, имеющих одинаковую конструкцию и размеры, функционирующая в квазистационарном режиме, при котором фазы оптимизации стереобазиса для построения 3D-карты окружения сменяются длительными периодами локальных измерительных операций в фиксированных точках, осуществляемых параллельно с основными функциями, соответствующими целевому назначению POM-MRS. В однороботных системах (Single Robot System, SRS) оценка $\widehat{D_{\mathrm{O}}}(t_1)$ дистанции $D_{\mathrm{O}}(t_1)$ от робота до объекта окружения определяется с ошибкой $E_{\mathrm{D}}(t_1)=\left|\widehat{D_{\mathrm{O}}}(t_1)-D_{\mathrm{O}}(t_1)\right|$ на основе триангуляции и сопоставления двух перекрывающихся изображений $\{I_{\mathrm{O}}(t_1),I_{\mathrm{O}}(t_2)\}$ (рис. 1, *а*), полученных в моменты времени t_1 и t_2 в результате перемещения $B(t_1,t_2)$ робота (оценка $\hat{B}(t_1,t_2)$ стереобазиса на основе одометрии), с помощью выражения [7]

$$\widehat{D_{\mathrm{O}}}(t_1)=\hat{B}(t_1,t_2)\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{O}}}(t_2)\right)\Big/\left(\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{O}}}(t_1)+\widehat{\alpha_{\mathrm{O}}}(t_2)\right)\right), \quad (1)$$

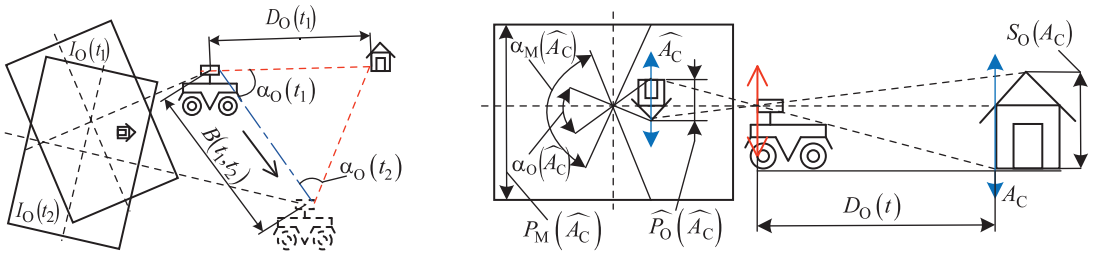
где $\widehat{\alpha_{\mathrm{O}}}(t_1)$, $\widehat{\alpha_{\mathrm{O}}}(t_2)$ – оценки углов $\alpha_{\mathrm{O}}(t_1)$, $\alpha_{\mathrm{O}}(t_2)$ на объект для положений робота в моменты времени t_1 и t_2, определяемые по изображениям $\{I_{\mathrm{O}}(t_1),I_{\mathrm{O}}(t_2)\}$.

Для минимизации ошибки $E_{\mathrm{D}}(t_1)$ необходимо согласовать $B(t_1,t_2)$ с $D_{\mathrm{O}}(t_1)$ за счет перемещения робота. Однако данная возможность имеет ограничение, связанное с быстрым ростом ошибок определения значений углов $\alpha_{\mathrm{O}}(t_1)$, $\alpha_{\mathrm{O}}(t_2)$ при одновременном перемещении робота и объекта окружения. Преодолеть это ограничение позволяет метод обратной проекции (моно-

кулярной дальнометрии), согласно которому дистанция $D_O(t)$ до объекта известного размера $S_O(A_C)$ вдоль оси A_C определяется по размеру его проекции [6] (рис. 1, *b*). В таком случае в любой момент времени *t* оценка $\widehat{D_O}(t)$ дистанции до объекта вычисляется по оценке $\widehat{\alpha_O}\left(\widehat{A_C}\right)$ углового размера $\alpha_O\left(\widehat{A_C}\right)$ объекта вдоль предполагаемого положения $\widehat{A_C}$ (определяется по изображению объекта) оси A_C на основе известного углового разрешения $R_M\left(\widehat{A_C}\right)$ пикселя фотоприемной матрицы вдоль предполагаемого положения $\widehat{A_C}$ оси A_C с помощью выражения

$$\widehat{D_O}(t) = S_O\left(\widehat{A_C}\right) \Big/ \tan\left(\widehat{\alpha_O}\left(\widehat{A_C}\right)\right), \tag{2}$$

где $\widehat{\alpha_O}\left(\widehat{A_C}\right) = \widehat{P_O}\left(\widehat{A_C}\right) R_M\left(\widehat{A_C}\right)$; $R_M\left(\widehat{A_C}\right) = \alpha_M\left(\widehat{A_C}\right) \Big/ P_M\left(\widehat{A_C}\right)$; $\widehat{P_O}\left(\widehat{A_C}\right)$ – оценка пиксельного размера объекта вдоль предполагаемого положения $\widehat{A_C}$ оси A_C на сформированном фотоприемной матрицей изображении; $\alpha_M\left(\widehat{A_C}\right)$, $P_M\left(\widehat{A_C}\right)$ – угловой и пиксельный размеры фотоприемной матрицы вдоль предполагаемого положения $\widehat{A_C}$ оси A_C.



a *b*

Рис. 1. Схема определения дистанции до объекта в SRS на основе:
a – триангуляции; *b* – метода обратной проекции

Fig. 1. Scheme for determining the distance to an object in SRS based on:
a – triangulation; *b* – back projection method

Недостатком данного метода является ограниченный набор классов объектов с априорно известными размерами. Однако в POM-MRS, где размеры агентов известны, используется выражение (2) для определения распределенного стереобазиса, а затем (1) – для определения дистанции до объекта окружения на основе согласованной триангуляции.

В современных POM-MRS задачи обнаружения и выбора опорного агента для измерений дистанции до объекта окружения решаются с помощью комплексного нейросетевого детектирования агентов [1, 4, 5]. Для экономии ресурсов локальная согласованная триангуляция реализуется на основе двух агентов, временно объединившихся для совместного решения задачи. При этом вводится жесткое ограничение на максимальный стереобазис, который с учетом угла обзора видеокамеры не превышает 7 м. Агенты стремятся поддерживать такой стереобазис для повышения точности определения дистанции до объекта окружения. Однако оптимальный стереобазис, обеспечивающий минимум ошибки определения дистанции до объекта окружения, зависит от этой дистанции. В связи с чем актуальными являются задачи разработки общей модели определения дистанции до объекта в POM-MRS, позволяющей преодолеть ограничения комплексного нейросетевого детектирования агентов, и теоретической оценки эффективности этой модели.

Модель определения дистанции до объекта окружения

Предлагается модель DeepGV (Distance Error Estimation and Protocol-Geometric Verification) определения дистанции до объекта окружения в однородной децентрализованной POM-MRS на основе локальной согласованной триангуляции с аналитической оценкой ошибок определения дистанции и протокольно-геометрической верификацией гипотез о детектировании агентов. Модель описывает базовые функции, позволяющие построить общий алгоритм определения дистанции: определение распределенного стереобазиса на основе метода обратной проекции; вычисление дистанции до объекта окружения на основе триангуляции; локальная согласованная

триангуляция, включающая выбор опорного агента (статическая оптимизация распределенного стереобазиса) и управляемое перемещение опорного агента (динамическая оптимизация распределенного стереобазиса) на основе аналитической оценки ошибок определения дистанции; локальная визуально-протокольная идентификация агентов на основе протокольно-геометрической верификации гипотез о детектировании агентов.

Определение распределенного стереобазиса. Для получения оценки $\hat{B}(i,j,t_0)$ распределенного стереобазиса $B(i,j,t_0)$ используется априорная информация о размере $S_{\mathrm{R}}(A_{\mathrm{C}})$ агента вдоль оси A_{C}. Предполагается, что агенты имеют одинаковые форму и размер. В таком случае в момент времени t_0 оценка $\hat{B}(i,j,t_0)$ агентом i вычисляется по оценке $\hat{\beta}(i,j,t_0)$ углового размера $\beta(i,j,t_0)$ опорного агента j по его изображению $I_{\mathrm{R}}(i,j,t_0)$ вдоль предполагаемого положения $\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)$ оси A_{C} на основе известного углового разрешения $R\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right)$ пикселя фотоприемной матрицы вдоль $\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)$ с помощью выражения

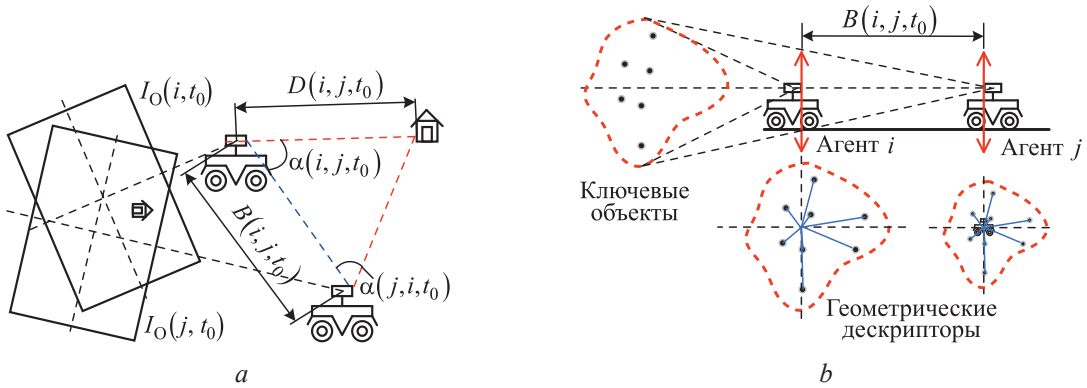
$$\hat{B}(i,j,t_0) = S_{\mathrm{R}}\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right) \Big/ \tan\left(\hat{\beta}(i,j,t_0)\right), \tag{3}$$

где $\hat{\beta}(i,j,t_0) = \widehat{P_{\mathrm{R}}}(i,j,t_0) R\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right)$; $\widehat{P_{\mathrm{R}}}(i,j,t)$ – оценка пиксельного размера опорного агента j вдоль $\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)$; $R\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right) = \alpha_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right) \Big/ P_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)\right)$.

Вычисление дистанции до объекта окружения. Оценка $\hat{D}(i,j,t_0)$ дистанции $D(i,j,t_0)$ от агента i до объекта окружения в момент времени t_0 определяется с ошибкой $E_{\mathrm{D}}(i,j,t_0) = \left|D(i,j,t_0) - \hat{D}(i,j,t_0)\right|$ на основе локальной согласованной триангуляции (рис. 2, *a*) с помощью опорного агента j по оценке $\hat{B}(i,j,t_0)$ распределенного стереобазиса $B(i,j,t_0)$ между агентами i и j и оценкам $\hat{\alpha}(i,j,t_0)$, $\hat{\alpha}(j,i,t_0)$ углов $\alpha(i,j,t_0)$, $\alpha(j,i,t_0)$ на объект относительно распределенного стереобазиса $B(i,j,t_0)$ с помощью выражения

$$\hat{D}(i,j,t_0) = \hat{B}(i,j,t_0) \frac{\sin\left(\hat{\alpha}(j,i,t_0)\right)}{\sin\left(\hat{\alpha}(i,j,t_0) + \hat{\alpha}(j,i,t_0)\right)}, \tag{4}$$

где $\hat{\alpha}(i,j,t_0) = \widehat{P_{\mathrm{A}}}(i,j,t_0) R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$; $\widehat{P_{\mathrm{A}}}(i,j,t_0)$ – оценка пиксельного размера предполагаемой проекции $\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)$ виртуальной линии $A_{\mathrm{O}}(i,j,t_0)$ между предполагаемым центром изображения объекта окружения и предполагаемым центром фотоприемной матрицы опорного агента j; $R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$ – угловое разрешение пикселя фотоприемной матрицы вдоль $\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)$, $R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right) = \alpha_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right) \Big/ P_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$; $\alpha_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$, $P_{\mathrm{M}}\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$ – угловой и пиксельный размеры фотоприемной матрицы вдоль $\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)$; $\hat{\alpha}(j,i,t_0)$ – вычисляется аналогично $\hat{\alpha}(i,j,t_0)$.



a *b*

Рис. 2. Схемы работы POM-MRS при:
a – определении дистанции до объекта окружения; *b* – сетевой идентификации агентов
Fig. 2. POM-MRS operating diagrams for:
a – determining the distance to an object in the environment; *b* – network identification of agents

Локальная согласованная триангуляция (выбор опорного агента). Для оценки дистанции от агента *i* до объекта окружения с наибольшей точностью в момент времени t_0 необходимо выбрать среди K_{R} агентов POM-MRS опорный агент *j*, для которого оценка $\widehat{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_0)$ ошибки $E_{\mathrm{D}}(i,j,t_0)$ определения дистанции минимальна, т. е.

$$j = \arg\min_{k}\left(\widehat{E_{\mathrm{D}}}(i,k,t_0)\right) \text{ при } k=\overline{1,K_{\mathrm{R}}},\ k\neq i. \tag{5}$$

Оценка ошибки $\widehat{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_0)$ определения дистанции до объекта окружения вычисляется с помощью выражения

$$\widehat{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_0) = \max\left(\left|\widehat{D}(i,j,t_0)-\widehat{D_{-}}(i,j,t_0)\right|,\left|\widehat{D_{+}}(i,j,t_0)-\widehat{D}(i,j,t_0)\right|\right), \tag{6}$$

где $\widehat{D_{+}}(i,j,t_0)=\widehat{B_{+}}(i,j,t_0)\max\left(\dfrac{\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{S2}}}(j,i,t_0)\right)}{\left(\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{S1}}}(i,j,t_0)+\widehat{\alpha_{\mathrm{S2}}}(j,i,t_0)\right)\right)}\right)$ при $\mathrm{S1}=\{+,-\},\ \mathrm{S2}=\{+,-\}$;

$\widehat{D_{-}}(i,j,t_0)=\widehat{B_{-}}(i,j,t_0)\min\left(\dfrac{\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{S2}}}(j,i,t_0)\right)}{\left(\sin\left(\widehat{\alpha_{\mathrm{S1}}}(i,j,t_0)+\widehat{\alpha_{\mathrm{S2}}}(j,i,t_0)\right)\right)}\right)$ при $\mathrm{S1}=\{+,-\},\ \mathrm{S2}=\{+,-\}$;

$\widehat{\alpha_{+}}(i,j,t_0)=\left(\widehat{P_A}(i,j,t_0)+1\right)R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$; $\widehat{\alpha_{-}}(i,j,t_0)=\left(\widehat{P_A}(i,j,t_0)-1\right)R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_0)\right)$;

$\widehat{\alpha_{+}}(j,i,t_0)$, $\widehat{\alpha_{-}}(j,i,t_0)$ – вычисляются аналогично $\widehat{\alpha_{+}}(i,j,t_0)$, $\widehat{\alpha_{-}}(i,j,t_0)$.

Локальная согласованная триангуляция (управляемое перемещение опорного агента). Точность определения расстояния от агента *i* до объекта окружения может быть повышена за *N* итераций перемещения опорного агента *j* в новые координаты, обеспечивающие лучшие значения распределенного стереобазиса и углов на объект окружения при условии, что:

$$\Delta t_N = \sum_{n=1}^{N}\Delta t_n \le T, \tag{7}$$

где Δt_n – время, затраченное на перемещение опорного агента *j* на *n*-й итерации; *T* – допустимое время коррекции положения опорного агента.

На каждой итерации *n* в результате изменения значения *p* пиксельного размера опорного агента вдоль предполагаемого положения $\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)$ оси A_{C} на прогнозируемом изображении $\widetilde{I_{\mathrm{R}}}(i,j,t_n)$ подбираются пиксельный размер $\widetilde{P_{\mathrm{R}}}(i,j,t_n)$ и соответствующий ему угловой размер $\tilde{\beta}(i,j,t_n)=\widetilde{P_{\mathrm{R}}}(i,j,t_n)R\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)$ опорного агента *j*, вычисляются новые распределенный стереобазис $\widetilde{B}(i,j,t_n)=S_{\mathrm{R}}\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)\Big/\tan\left(\tilde{\beta}(i,j,t_n)\right)$ и углы на объект окружения $\widetilde{\alpha}(i,j,t_n)=\widetilde{\alpha}(j,i,t_n)=\arccos\left(\widetilde{B}(i,j,t_n)\Big/\left(2\widehat{D}(i,j,t_{n-1})\right)\right)$, обеспечивающие минимальное значение $\widetilde{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_n)=\max\left(\left|\widetilde{D}(i,j,t_n)-\widetilde{D_{-}}(i,j,t_n)\right|,\ \left|\widetilde{D_{+}}(i,j,t_n)-\widetilde{D}(i,j,t_n)\right|\right)$ прогнозируемой ошибки определения дистанции от агента *i* до объекта окружения, с помощью выражения

$$\widetilde{P_{\mathrm{R}}}(i,j,t_n) = \arg\min_{p}\left(\widetilde{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_n)\right) \text{ при } p=\overline{2,P_{\mathrm{M}}\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)-1},\ \widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)=\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_{n-1}), \tag{8}$$

где $\widetilde{D}(i,j,t_n)=\widetilde{B}(i,j,t_n)\Big/\left(2\cos\left(\widetilde{\alpha}(i,j,t_n)\right)\right)$; $\widetilde{D_{+}}(i,j,t_n)=\widetilde{B_{+}}(i,j,t_n)\Big/\left(2\cos\left(\widetilde{\alpha_{+}}(i,j,t_n)\right)\right)$;

$\widetilde{D_{-}}(i,j,t_n)=\widetilde{B_{-}}(i,j,t_n)\Big/\left(2\cos\left(\widetilde{\alpha_{-}}(i,j,t_n)\right)\right)$; $\widetilde{\alpha_{+}}(i,j,t_n)=\left(\widetilde{P_A}(i,j,t_n)+1\right)R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_{n-1})\right)$;

$\widetilde{\alpha_{-}}(i,j,t_n)=\left(\widetilde{P_A}(i,j,t_n)-1\right)R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_{n-1})\right)$; $\widetilde{B_{+}}(i,j,t_n)=S_{\mathrm{R}}\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)\Big/\tan\left(\widetilde{\beta_{-}}(i,j,t_n)\right)$;

$\widetilde{B_{-}}(i,j,t_n)=S_{\mathrm{R}}\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)\Big/\tan\left(\widetilde{\beta_{+}}(i,j,t_n)\right)$; $\widetilde{\beta_{+}}(i,j,t_n)=(p-1)R\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)$;

$\widetilde{\beta_{-}}(i,j,t_n)=(p+1)R\left(\widetilde{A_{\mathrm{C}}}(t_n)\right)$; $\widetilde{P_A}(i,j,t_n)=\left[\widetilde{\alpha}(i,j,t_n)\Big/R\left(\widehat{A_{\mathrm{O}}}(i,j,t_{n-1})\right)\right]$; [ ] – операция округления до целого значения.

К моменту времени $t_n = t_0 + \Delta t_n \left(\Delta t_n = \sum_{m=1}^{n} \Delta t_m \le T \right)$ опорный агент j перемещается относительно агента i по углу $\Delta\alpha(t_n)$ и стереобазису $\Delta B(t_n)$, вычисляемым с помощью выражений $\Delta\alpha(t_n) = \widehat{\alpha}(i,j,t_{n-1}) - \widetilde{\alpha}(i,j,t_n)$, $\Delta B(t_n) = \widehat{B}(i,j,t_{n-1}) - \widetilde{B}(i,j,t_n)$, и определяются новые значения $\widehat{D}(i,j,t_n)$ и $\widehat{B}(i,j,t_0)$ с помощью (3) и (4) при $t_0 = t_n$.

Локальная визуально-протокольная идентификация агентов. В момент времени t_0 возникает необходимость установления соответствия между номерами (сетевыми адресами) агентов в окружении агента i с их относительными положениями и ориентациями, регистрируемыми по изображению $I_{\mathrm{R}}(i,j,t_0)$. Для решения данной задачи предлагается алгоритм PGHV (Protocol-Geometric Hypotheses Verification) локальной визуально-протокольной идентификации агентов, основанный на протокольно-геометрической верификации гипотез о детектировании агентов. Алгоритм PGHV состоит из следующих шагов, реализуемых в виде протокола обмена данными между агентами.

1. Агент i осуществляет поиск другого агента в своем окружении по изображениям с камеры. Относительно объекта изображения, схожего по признакам с агентом, выдвигается гипотеза о детектировании агента x. Для проверки этой гипотезы агент i оценивает дистанцию до наблюдаемого гипотетического агента x с помощью выражения (3), разворачивается на 180° и формирует изображение окружения в плоскости, перпендикулярной оси, соединяющей оптический центр своей камеры и предполагаемый оптический центр камеры наблюдаемого гипотетического агента x (рис. 2, *b*). На сформированном изображении агент i выделяет ключевые объекты, формирует их геометрические дескрипторы в виде нормированных по длине базовых линий от центра изображения до центров объектов и углов между базовыми линиями и передает их широковещательным пакетом вместе с дистанцией до наблюдаемого гипотетического агента x и собственным номером i (сетевым адресом).

2. Если гипотетический агент x существует (является, например, агентом j), он принимает широковещательный пакет, с помощью выражения (3) оценивает дистанцию до наблюдаемого гипотетического агента i в своем окружении и сравнивает дистанцию до него со значением дистанции, указанным в широковещательном пакете. При обнаружении совпадения агент j ориентирует оптическую ось камеры в направлении на предполагаемый оптический центр камеры гипотетического агента i, формирует изображение, выделяет ключевые объекты на этом изображении, формирует их геометрические дескрипторы и сопоставляет эти дескрипторы с дескрипторами, принятыми в широковещательном пакете. При обнаружении сходства дескрипторов подтверждается гипотеза об объекте i. Если агент не является гипотетическим агентом x или не существует, то сетевая идентификация не даст результатов.

3. При положительной идентификации на шаге 2 агент j высылает в адрес агента i ответный пакет, содержащий номер агента j (сетевой адрес). При отрицательной сетевой идентификации пакет не формируется.

4. При положительной сетевой идентификации на шаге 2 агент i принимает пакет от агента j. Из пакета он извлекает номер (сетевой адрес) агента j. При отрицательной сетевой идентификации агент i пакет не принимает и после тайм-аута переходит к поиску следующего гипотетического опорного агента x.

В результате выполнения алгоритма (протокола) PGHV агент i сопоставляет относительные положение и ориентацию наблюдаемого агента с его номером (сетевым адресом), например, j, и может более точно оценить дистанцию до агента j. После успешной сетевой идентификации агенты i и j наблюдают друг друга и ориентированы в пространстве под определенными известными углами, что дает агенту i информацию об относительной ориентации агента j, о положении на изображении этого агента оси $\widehat{A_{\mathrm{C}}}(t_0)$ и позволяет оценить размер агента j вдоль данной оси с минимальной ошибкой для текущего распределенного стереобазиса $B(i,j,t_0)$. Аналогичные результаты алгоритм PGHV дает для агента j.

Оценка эффективности моделей определения дистанции до объекта окружения

С использованием зависимостей $\widehat{E_{\mathrm{D}}}(i,j,t_0)$, $\widehat{E_{\mathrm{D}}}(t_1)$ и $E_{\mathrm{D}}(i,j,t_0)$ от стереобазиса произведена оценка эффективности POM-MRS на основе предложенной модели DeepGV (POM-MRS/DeepGV)

по сравнению с моделями SRS (колесный робот с электронной инерциально-механической одометрией при перемещении по неровному песчаному грунту – SRS/IME [2]; колесный робот с механической одометрией при перемещении по ровному песчаному грунту – SRS/M [3]) и POM-MRS на основе комплексного нейросетевого детектирования агентов (POM-MRS/NND). На рис. 3, *a* приведены зависимости $\widehat{E_D}(i,j,t_0)$, $\widehat{E_D}(t_1)$ и $E_D(i,j,t_0)$ (ось E_D ординат) от стереобазиса (ось B абсцисс) при $S_R(A_C)=0{,}5$ м; $D_O(t_1)=D(i,j,t_0)=500$ м; $\alpha_M\left(\widehat{A_C}\right)=\alpha_M\left(\widehat{A_C}(t_0)\right)=\alpha_M\left(\widehat{A_O}(i,j,t_0)\right)=20°$; $P_M\left(\widehat{A_C}\right)=P_M\left(\widehat{A_C}(t_0)\right)=P_M\left(\widehat{A_O}(i,j,t_0)\right)=8192$ пикселей; $\alpha_O(t_1)=\alpha(i,j,t_0)=60°$ (разрешение высокое, дистанция 500 м). Из рис. 3, *a* следует, что POM-MRS/DeepGV при распределенном стереобазисе 24 м позволяет уменьшить ошибки определения дистанции до объекта в 1,7 и 46,4 раза по сравнению с SRS/IME и SRS/M соответственно и в 1,9 раза – по сравнению с POM-MRS/NND. На рис. 3, *b* приведены зависимости $\widehat{E_D}(i,j,t_0)$, $\widehat{E_D}(t_1)$ и $E_D(i,j,t_0)$ от стереобазиса при $S_R(A_C)=0{,}5$ м; $\alpha_M\left(\widehat{A_C}\right)=\alpha_M\left(\widehat{A_C}(t_0)\right)=\alpha_M\left(\widehat{A_O}(i,j,t_0)\right)=70°$ и матрице с меньшим пиксельным размером $P_M\left(\widehat{A_C}\right)=P_M\left(\widehat{A_C}(t_0)\right)=P_M\left(\widehat{A_O}(i,j,t_0)\right)=2048$ (т. е. снижение разрешения в 14 раз) для $D_O(t_1)=D(i,j,t_0)=1000$ м (при увеличении дистанции до объекта в два раза); $\alpha_O(t_1)=\alpha(i,j,t_0)=60°$ (разрешение низкое, дистанция 1000 м). Из рис. 3, *b* следует, что POM-MRS/DeepGV при стереобазисе 37 м позволяет уменьшить ошибки определения дистанции до объекта в 2,8 раза по сравнению с SRS/M и в 3 раза – по сравнению с POM-MRS/NND.

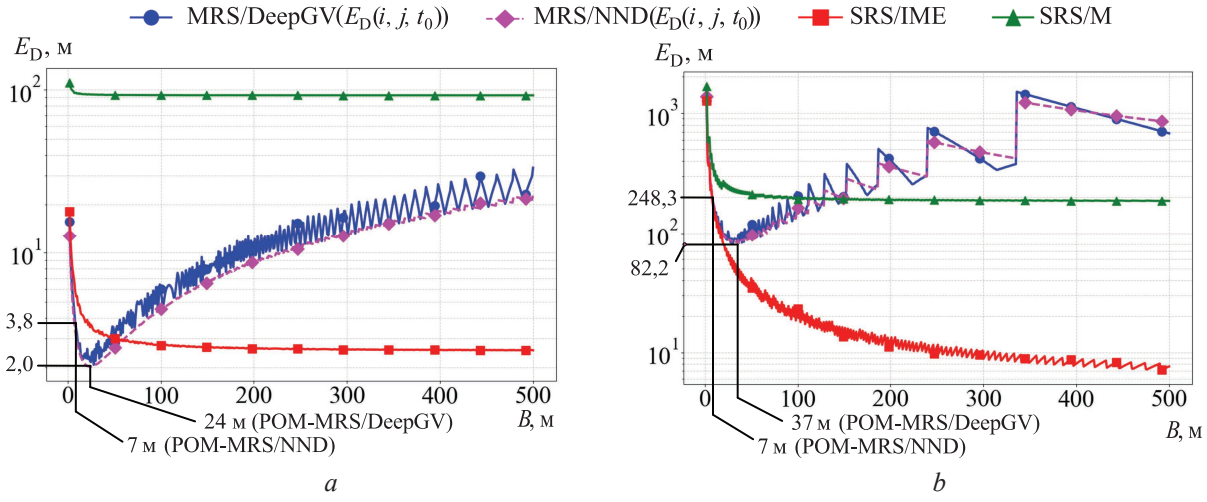


Рис. 3. Зависимости оценки ошибки определения дистанции до объекта от стереобазиса:
a – разрешение высокое, дистанция 500 м; *b* – разрешение низкое, дистанция 1000 м

Fig. 3. Dependences of the error estimate for determining the distance to an object on the stereo basis:
a – high resolution, distance 500 m; *b* – low resolution, distance 1000 m

Заключение

1. Для повышения точности определения дистанции до объекта в децентрализованной однородной POM-MRS, функционирующей в квазистационарном режиме, разработана модель на основе локальной согласованной триангуляции с аналитической оценкой погрешности измерений и протокольно-геометрической верификацией гипотез о детектировании агентов. Модель отличается от моделей SRS на основе одометрии и POM-MRS на основе комплексного нейросетевого детектирования агентов использованием: протокольно-геометрической верификации гипотез о детектировании агентов для их локальной визуально-протокольной идентификации; аналитической оценки ошибок определения дистанции до объекта окружения при выборе опорного агента для статической оптимизации распределенного стереобазиса и при перемещении опорного агента для динамической оптимизации распределенного стереобазиса.

2. Работа выполнена при поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований и Национального фонда естественных наук Китая в рамках проекта Т25КИ-054 «Технология многокамерной локализации и построения карты открытого пространства».

Список литературы / References

1. Jang Y., Oh C., Lee Y., Kim H. J. (2021) Multirobot Collaborative Monocular SLAM Utilizing Rendezvous. *IEEE Transactions on Robotics*. 37 (5), 1469–1486. http://dx.doi.org/10.1109/TRO.2021.3058502.
2. Ojeda L., Cruz D., Reina G., Borenstein J. (2006) Current-Based Slippage Detection and Odometry Correction for Mobile Robots and Planetary Rovers. *IEEE Transactions on Robotics*. 22 (2), 366–378. http://dx.doi.org/10.1109/TRO.2005.862480.
3. Reddy B. L. (2019) Evolution & Development of Visual Odometry Systems. *Anveshana's International Journal of Research in Engineering and Applied Sciences*. 4 (12).
4. Kang T., Kwon J. W., Bae I., Kim J. H. (2025) Monocular Vision-Based Swarm Robot Localization Using Equilateral Triangular Formations. *Machines*. 13 (8). https://doi.org/10.3390/machines13080667.
5. Si X., Xu G., Ke M., Zhang H., Tong K., Qi F. (2023) Relative Localization within a Quadcopter Unmanned Aerial Vehicle Swarm Based on Airborne Monocular Vision. *Drones*. 7 (10). https://doi.org/10.3390/drones7100612.
6. Chen S., Mei S., Jia G., Li Y., Zhao W. (2021) KFPA Monocular Ranging Algorithm Design and Application in Mobile Edge Computing. *Journal of Internet Technology*. 22 (5), 1131–1142.
7. Alsadik B. (2016) A Modified Method for Image Triangulation Using Inclined Angles. *From Human History to the Future with Spatial Information. International Society for Photogrammetry and Remote Sensing, 23rd International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences Congress, ISPRS 201*. 453–458.

Поступила 17.04.2026 Принята в печать 27.05.2026
Received: 17 April 2026 Accepted: 27 May 2026

Вклад авторов

Го Ц. разработал модель определения дистанции до объекта и программные средства моделирования, провел эксперименты.

Зорько М. И. принял участие в подборе видеокамер для моделирования.

Чэн Н. участвовал в обсуждении и определении перспектив практического использования результатов.

Цветков В. Ю. определил цель, задачи и методы исследования, интерпретировал и обобщил результаты.

Authors' contribution

Guo Q. developed a model for determining the distance to an object and simulation software, and conducted experiments.

Zorko M. participated in selecting video cameras for the simulation.

Cheng N. participated in the discussion and identified potential practical applications of the results.

Tsviatkou V. defined the goal, objectives, and methods of the study, and interpreted and summarized the results.

Сведения об авторах

Го Ц., асп. каф. инфокоммуникационных технологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

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

Чэн Н., канд. техн. наук, проф. факультета коммуникационной инженерии, Сианьский университет электронной науки и техники

Цветков В. Ю., д-р техн. наук, проф., зав. каф. инфокоммуникационных технологий, БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-84-08
E-mail: vtsvet@bsuir.by
Цветков Виктор Юрьевич

Information about the authors

Guo Q., Postgraduate of Infocommunication Technologies Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

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

Cheng N., Cand. Sci. (Tech.), Professor of the School of Telecommunications Engineering, Xidian University

Tsviatkou V., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Head of the Department of Infocommunication Technologies, BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-84-08
E-mail: vtsvet@bsuir.by
Tsviatkou Viktar

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-84-92

УДК 004.312

СХЕМА ПОСТОБРАБОТКИ СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ НА БАЗЕ МНОГОВХОДОВОГО СИГНАТУРНОГО АНАЛИЗАТОРА

Д. А. ПЕТРОВСКИЙ, А. А. ИВАНЮК

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

Аннотация. Проведен анализ схем постобработки на основе регистра сдвига с линейной обратной связью. Предложена модификация схемы постобработки случайных чисел с использованием многоканального сигнатурного анализатора, коэффициента сжатия во времени и изменяемого количества источников энтропии. Проанализировано влияние основных параметров схемы на энтропию обрабатываемых последовательностей и результаты статистических тестов NIST 800-22. Оценены аппаратные затраты на реализацию на программируемых логических интегральных схемах и выполнено сравнение с аналогами. Полученные результаты подтверждают перспективность схемы для применения в энергоэффективных и требовательных к аппаратным затратам генераторах истинно случайных чисел.

Ключевые слова: случайные данные, постобработка случайных чисел, многоканальный сигнатурный анализатор.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Авторы выражают искреннюю благодарность резиденту Парка высоких технологий компании «Инженерный Центр Ядро», которая является одним из центров разработки YADRO, за предоставленное оборудование для проведения экспериментов в рамках работы совместной учебной лаборатории с Белорусским государственным университетом информатики и радиоэлектроники.

Для цитирования. Петровский, Д. А. Схема постобработки случайных чисел на базе многовходового сигнатурного анализатора / Д. А. Петровский, А. А. Иванюк // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 84–92. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-84-92.

RANDOM NUMBER POST-PROCESSING SCHEME BASED ON A MULTI-INPUT SIGNATURE ANALYZER

DMITRY PETROVSKY, ALEXANDER IVANIUK

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

Abstract. An analysis of post-processing circuits based on a linear feedback shift register is carried out. A modification of the random number post-processing circuit using a multi-input signature analyzer is proposed, which employs a time compression factor and a variable number of entropy sources. The influence of the circuit's key parameters on the entropy of processed sequences and on the results of NIST 800-22 statistical tests is analyzed. The hardware costs of implementing the circuit on programmable logic integrated circuits are estimated, and a comparison with similar circuits is performed. The results confirm the circuit's potential for use in energy-efficient and area-efficient true random number generators.

Keywords: random data, random number post-processing, multi-input signature analyzer.

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

Gratitude. The authors express their sincere gratitude to the High-Tech Park resident company "Engineering Center Yadro", which is one of the YADRO development centers, for providing equipment for conducting experiments as part of the joint educational laboratory with the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

For citation. Petrovsky D., Ivaniuk A. (2026) Random Number Post-Processing Scheme Based on a Multi-Input Signature Analyzer. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 84–92. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-84-92 (in Russian).

Введение

Случайные числа играют ключевую роль в криптографии, статистическом моделировании, игровой индустрии и других приложениях. Они делятся на псевдослучайные (PRN, pseudorandom number), генерируемые математическими алгоритмами, и истинно случайные (TRN, true random number), получаемые в ходе измерения характеристик неуправляемых физических процессов. Современные генераторы истинно случайных чисел (TRNG, true random number generator) могут использовать, например, радиоактивный распад, метастабильность элементов памяти, фазовое дрожание (джиттер) периодических сигналов и другие нестационарности [1]. Данные процессы позволяют получать последовательности чисел, которые нельзя рассчитать или предсказать, основываясь на элементах самой последовательности, в отличие от детерминированных PRN-последовательностей. Согласно рекомендациям National Institute of Standards and Technology (NIST), структура TRNG включает источник энтропии (ES, entropy source), блок тестирования и схему постобработки. Поскольку выходные биты ES часто имеют неравномерное распределение, для его коррекции применяют различные алгоритмы: корректор фон Неймана, XOR-преобразование, LFSR-структуры (linear-feedback shift register), а также криптографические примитивы (шифрование и хеш-функции) [2].

В статье проведен сравнительный анализ различных схем постобработки на основе LFSR-структур, выявляются их ключевые недостатки и предлагается модифицированная архитектура, которая характеризуется низкими аппаратными затратами и обеспечивает выходную последовательность с уровнем энтропии, сопоставимым с более ресурсоемкими криптографическими методами.

Схемы постобработки на базе LFSR-структур

Синтез схем на базе LFSR-структур основывается на характеристическом полиноме $\varphi(x)$, где разрядность схемы $n = \deg(\varphi(x))$. Промежуточные n разрядов случайного числа хранятся на элементах памяти $d_i \in \{0,1\}$ $(i = \overline{1,n})$ и они же являются выходным n-разрядным числом при параллельном выводе *PO*, тогда как при поточном режиме значение на выходе *SO* копируется из d_n ячейки памяти. Обязательным условием для синтеза схем постобработки является примитивность и неприводимость характеристического полинома. Основные варианты схем: одновходовой сигнатурный анализатор (SISA, single-input signature analyzer), многовходовой регистр сдвига (MISR, multiple input shift register) и многовходовой сигнатурный анализатор (MISA, multi-input signature analyzer) [3].

Схемы постобработки показаны на рис. 1. SISA (рис. 1, *a*) обрабатывает однобитный поток в двух режимах: последовательном (побитовый вывод) или параллельном (вывод n-битного слова). MISR (рис. 1, *b*) обрабатывает параллельно g входных каналов от однобитных ES, формируя n-битное слово за такт, причем $g = n$. Многоканальные конфигурации схем на базе SISA представлены на рис. 1, *c*–*d*. На рис. 1, *c* для каждого однобитного ES используется отдельный SISA, формирующий свой битовый поток; итоговая разрядность равна числу ES ($g = n$), каналы независимы. На рис. 1, *d* применяется один SISA, на вход которого через мультиплексор подаются биты от всех ES, что позволяет формировать n-разрядное слово при любом числе входных каналов g. Обобщенная схема MISA (рис. 1, *e*) обрабатывает параллельно g входных каналов и выдает n-битное слово за один такт, что значительно быстрее последовательной обработки (рис. 1, *d*). В отличие от MISR, здесь соотношение g и n может быть произвольным, что дает большую гибкость.

Качество выходной последовательности в LFSR-постобработке можно повысить за счет увеличения длины сжимаемой последовательности, числа входов g или разрядности n, но это ведет к росту времени, аппаратных затрат и числа тестовых блоков. Смягчить эти ограничения позволяют структуры MISR и MISA за счет параллельной обработки, что резко сокращает время формирования n-битного слова. Таким образом, в условиях жестких ограничений по площади

и энергопотреблению, типичных для современных TRNG, разработка компактных и эффективных схем постобработки остается актуальной. LFSR-структуры являются перспективным решением, поскольку сочетают малый размер с достаточным качеством выходной последовательности для целевых приложений.

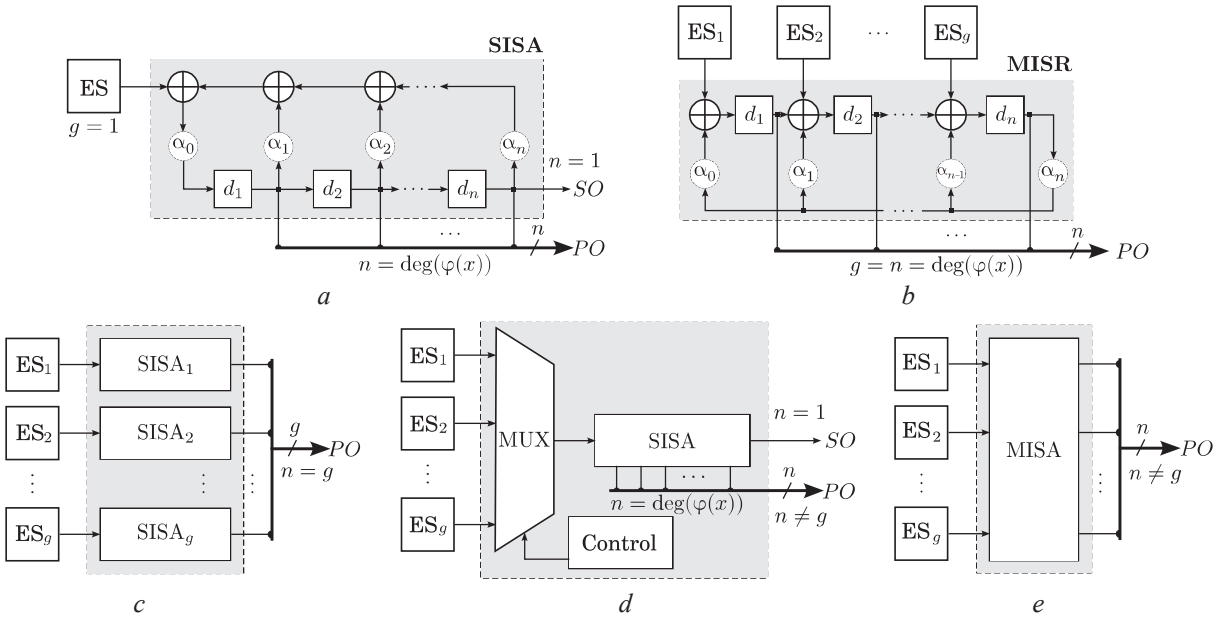


Рис. 1. Схемы постобработки на основе LFSR-структур: *a* – SISA; *b* – MISR; *c* – параллельная поточная обработка ES на основе SISA; *d* – SISA с последовательным выбором ES; *e* – MISA

Fig. 1. Post-processing schemes based on LFSR-structures: *a* – SISA; *b* – MISR; *c* – parallel stream processing of ES based on SISA; *d* – SISA with sequential ES selection; *e* – MISA

Модификация схемы MISA для постобработки случайных данных

Модификация MISA (рис. 1, *e*) на базе LFSR снижает сложность за счет уменьшения числа ES и тестовых блоков при сохранении качества, используя условие $g < n$. Однако это вызывает дублирование старших разрядов и снижение качества выходной последовательности, что требует устранения.

Методы синтеза для режима SISA с произвольным g описаны в [4], а работа схемы задается матричным выражением:

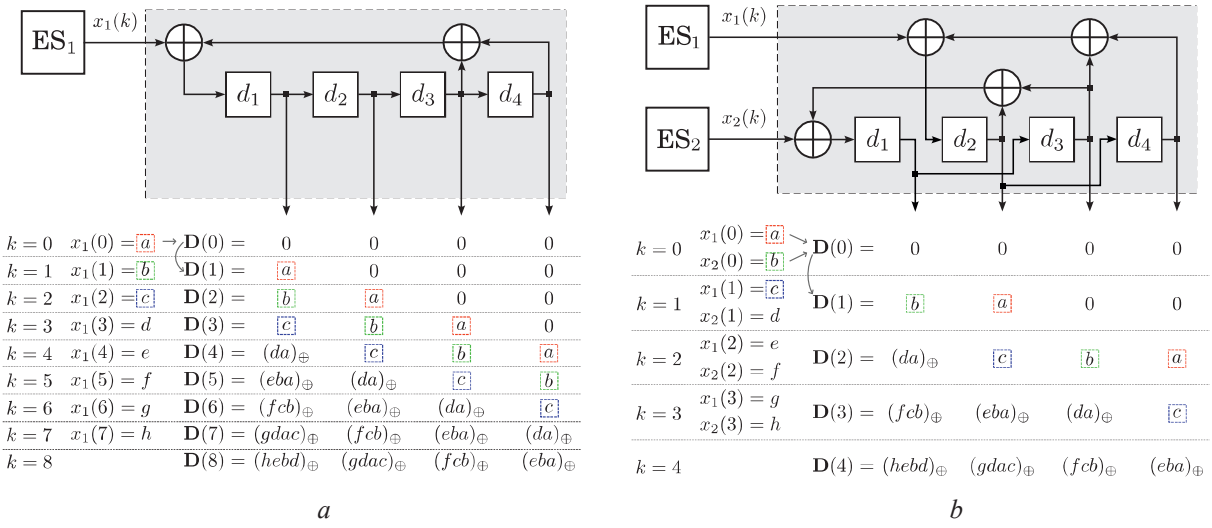
$$\mathbf{D}(k+1) = \mathbf{C}^g \cdot \mathbf{D}(k) \oplus \left[\bigoplus_{i=1}^{g} \left(\mathbf{C}^{g-i} \cdot \mathbf{X}_i(k) \right) \right];$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_n \\ \multicolumn{3}{c}{\mathbf{I}_{n-1}} & \begin{matrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{matrix} \end{bmatrix}; \qquad \mathbf{D}(k) = \begin{bmatrix} d_1(k) \\ d_2(k) \\ \vdots \\ d_n(k) \end{bmatrix}; \qquad \mathbf{X}_i(k) = \begin{bmatrix} x_i(k) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

где $\mathbf{C}$ – матрица сдвига и обратной связи LFSR, включающая коэффициенты характеристического полинома α_i ($i = \overline{1,n}$); $\mathbf{D}(k)$ – n-разрядное двоичное слово, являющееся состоянием SISA в k-й момент времени; $x_i(k)$ – значение символа на входе SISA в k-й момент времени, которое можно представить в виде вектора $\mathbf{X}_i(k)$.

Представленное выражение для $g = 1$ описывает состояние одноканального сигнатурного анализатора при сжатии очередного символа: $\mathbf{D}(k+1) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{D}(k) \oplus \mathbf{X}_1(k)$.

Приведем пример реализации и функционирования схемы MISA согласно (1) для $\varphi(x) = x^4 + x^3 + 1$ и количества каналов $g = 2$. Сперва рассмотрим схему SISA, которая сжимает последовательность бинарных символов от источника ES_1 (рис. 2, *a*).



a *b*

Рис. 2. Структурная схема и пример функционирования: *a* – SISA; *b* – MISA
Fig. 2. Block diagram and example of operation: *a* – SISA; *b* – MISA

Символы $x_1(k)$ ($k = \overline{0,7}$) обозначены в алфавитном порядке от *a* до *h*. Для их сжатия схеме SISA требуется восемь тактов (нулевой такт является инициализирующим). Как видно из рис. 2, на первых шести тактах на выходах наблюдаются исходные символы в явном виде, что потенциально может снизить качество выходной последовательности. На последующих тактах формируются только линейные комбинации символов, представленные в компактной нотации суммы по модулю два. Например, сумма $f \oplus c \oplus b$ в компактной нотации обозначена как $(fcb)_{\oplus}$. На рис. 2, *b* представлена схема двухканального MISA, структура которой синтезируется на основе выражений, описывающих значения разрядов d_i ($i = \overline{1,4}$) базовой схемы SISA на каждом втором (g = 2) такте работы:

$$\mathbf{D}(k+1) = \mathbf{C}^2 \cdot \mathbf{D}(k) \oplus \mathbf{C}^1 \cdot \mathbf{X}_1(k) \oplus \mathbf{C}^0 \cdot \mathbf{X}_2(k);$$

$$\mathbf{D}(k+1) = \left[x_2(k) \oplus d_2(k) \oplus d_3(k) \quad x_1(k) \oplus d_3(k) \oplus d_4(k) \quad d_1(k) \quad d_2(k) \right]^T.$$

Таким образом, схема MISA выполняет сжатие двух символов $x_1(k)$ и $x_2(k)$, поступающих от двух источников ES_1 и ES_2 за один такт, давая результат, эквивалентный последовательному сжатию двух символов $x_1(k)$ и $x_1(k+1)$ от одного источника ES_1.

Для устранения повторяющихся символов в выходной последовательности предлагается использовать пересинхронизацию схемы MISA. Идея заключается в том, чтобы тактовая частота работы MISA в j раз превышала частоту обновления данных от ES. Таким образом, за время генерации одного нового входного символа схема MISA успеет выполнить j тактов, «сжимая» это значение во времени для формирования следующего n-разрядного выходного слова $\mathbf{D}(k+1)$. Параметр j назовем коэффициентом сжатия во времени. Тогда отсчет времени t функционирования MISA будет соответствовать отсчету времени $k = \lfloor t/j \rfloor$ ($k, t \in \mathbb{Z}_{\geq 0}$, $j \in \mathbb{Z}^+$) генерирования символов от источников энтропии. На рис. 3 показан процесс формирования выходной последовательности для схемы с рис. 2, *b* для случая j = 2.

Из рис. 3 видно, что в отличие от схемы на рис. 2, *b* уже на втором такте работы схемы MISA на выходе отсутствуют исходные символы от источников энтропии. Таким образом, пересинхронизация схемы MISA может способствовать улучшению качества обрабатываемой последовательности символов.

Поскольку входные символы постоянны на протяжении сжатия, возможен переход из временно́й области в пространственную путем изменения схемы MISA так, чтобы операции с рис. 3 выполнялись за один такт. Это достигается модификацией формулы (1): увеличением числа итераций с g до $j \cdot g$ и взятием x_i с индексом канала по модулю g, что обеспечивает сжатие повторяющихся символов. В итоге работа модифицированной схемы описывается выражением

$$\mathbf{D}(k+1) = \mathbf{C}^{j \cdot g} \cdot \mathbf{D}(k) \oplus \left[\bigoplus_{i=1}^{j \cdot g} \left(\mathbf{C}^{j \cdot g - i} \cdot \mathbf{X}_{i \bmod g}(k) \right) \right]. \quad (2)$$

$x_1(k)$	a	a	c	c	e	e	g	g	$\cdots$
$x_2(k)$	b	b	d	d	f	f	h	h	$\cdots$
$\mathrm{ES}_1,\ \mathrm{ES}_2$	k		$k+1$		$k+2$		$k+3$		$\cdots$
MISA	t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	$t+4$	$t+5$	$t+6$	$t+7$	$t+8$
$\mathbf{D}(t)$ $d_1(t)$	0	b	$(ba)_\oplus$	$(dab)_\oplus$	$(dc)_\oplus$	$(fcda)_\oplus$	$(fe)_\oplus$	$(hebfca)_\oplus$	$(hga)_\oplus$
$d_2(t)$	0	a	a	$(cba)_\oplus$	$(cb)_\oplus$	$(edc)_\oplus$	$(edb)_\oplus$	$(gfae)_\oplus$	$(gfdb)_\oplus$
$d_3(t)$	0	0	b	$(ba)_\oplus$	$(dab)_\oplus$	$(dc)_\oplus$	$(fcda)_\oplus$	$(fe)_\oplus$	$(hebfca)_\oplus$
$d_4(t)$	0	0	a	a	$(cba)_\oplus$	$(cb)_\oplus$	$(edc)_\oplus$	$(edb)_\oplus$	$(gfae)_\oplus$
	$\mathbf{D}(k)$		$\mathbf{D}(k+1)$		$\mathbf{D}(k+2)$		$\mathbf{D}(k+3)$		$\mathbf{D}(k+4)$

Рис. 3. Процесс формирования выходной последовательности схемы MISA с пересинхронизацией
Fig. 3. The process of generating the output sequence of the MISA scheme with resynchronization

Для схемы MISA, показанной на рис. 2, *b*, приведем эквивалентную схему, реализующую двукратное сжатие символов ($j = 2$), поступающих от ES, как было показано на рис. 3. Пример модифицированной схемы MISA* на основе (2) приведен на рис. 4.

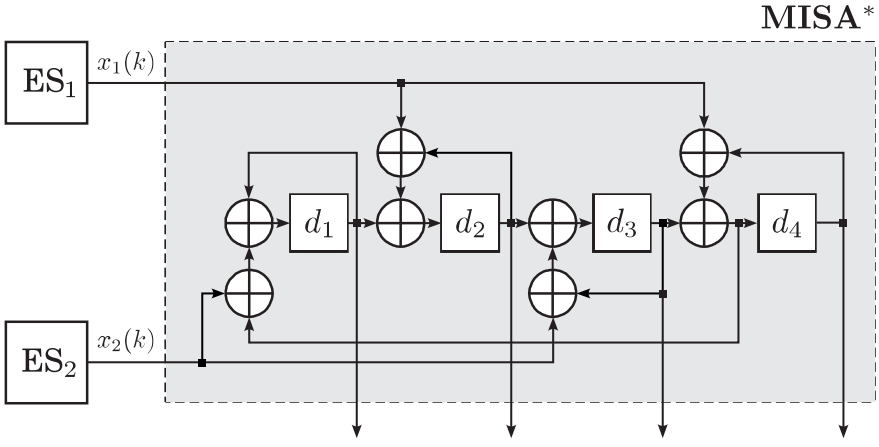


Рис. 4. Пример модифицированной схемы MISA*
Fig. 4. An example of a modified MISA* scheme

Показанная модификация схемы постобработки на базе MISA является альтернативной структурой с меньшим числом используемых однобитных ES и равной разрядностью выходного слова до модификации, т. е. $g < n$, при сохранении качества генерируемой случайной последовательности за счет устранения дублирования данных в выходном результате.

Сравнение и тестирование модифицированной схемы MISA*

Для анализа статистических свойств предложенной схемы MISA (MISA*) и классических SISA, MISA, MISR были разработаны программная модель на языке программирования C, реализующая выражение (2), и стенд для проведения экспериментов. В качестве референса использовалась схема SHA-1 из TRNG Intel [5]. Оценка проводилась по энтропии Шеннона и тестам NIST 800-22 на наборах данных по $8 \cdot 10^8$ бит (табл. 1), включающих преобразованные в поток бит изображения, псевдослучайные последовательности и последовательности, сгенерированные схемотехнической реализаций физически неклонируемой функции (ФНФ).

Изначально исследовали влияние характеристического полинома $\varphi(x)$, числа каналов g и коэффициента сжатия j на энтропию. Использовали шесть полиномов 32-й степени с шестнадцатеричными коэффициентами (poly = (0x80000057, 0x80000062, 0x9D7826E1, 0xBD9D339, 0xFB3CFCDF, 0x80003474)), где каждый бит 32-битного слова соответствовал коэффициенту α_i полинома. Эксперимент проводился на наборе CIFAR-10 при $g \in \{3,4,5\}$ и $j = \overline{1,32}$.

Таблица 1. Наборы данных, использованных в экспериментах
Table 1. Datasets used in the experiments

Набор данных	Энтропия H	Описание
CIFAR-10[1]	0,9889	60 000 цветных RGB-изображений размером 32×32 пикселя, преобразованных в последовательный поток бит
IMG[2]	0,9302	Широкоформатное RGB-изображение размером 6576×5695 пикселей, преобразованное в последовательный поток бит
LFSR-128	0,9999	М-последовательность, сгенерированная схемой LFSR с полиномом $x^{128}+x^{127}+x^{126}+x^{121}+1$, начальное значение – произвольное
Arbiter-PUF	0,9454	Данные сгенерированы на базе схемотехнической реализации ФНФ типа арбитр [6]
BAD-0	0,0452	Набор данных, полученный программным методом с искусственно низкой энтропией. Набор состоит из 10^6 нулевых подпоследовательностей, в которых псевдослучайным образом инвертировались биты
BAD-1	0,1282	
BAD-2	0,2476	

На рис. 5 показана зависимость энтропии схемы MISA* от коэффициента сжатия j, числа каналов g и полиномов $\varphi(x)$. При малых g рост j повышает энтропию за счет устранения дублей данных. При увеличении g влияние j и вида полинома становится незначительным. Так, для $g = 3$ и $j > 10$ энтропия достигает предела с матожиданием $\mu = 0{,}99981779$ и $\sigma = 0{,}00001769$. Аналогичные насыщения наблюдаются при $g = 4$ ($j > 7$) и $g = 5$ ($j > 6$) с близкими оценками μ и σ. Указанные закономерности сохраняются и для других наборов данных.

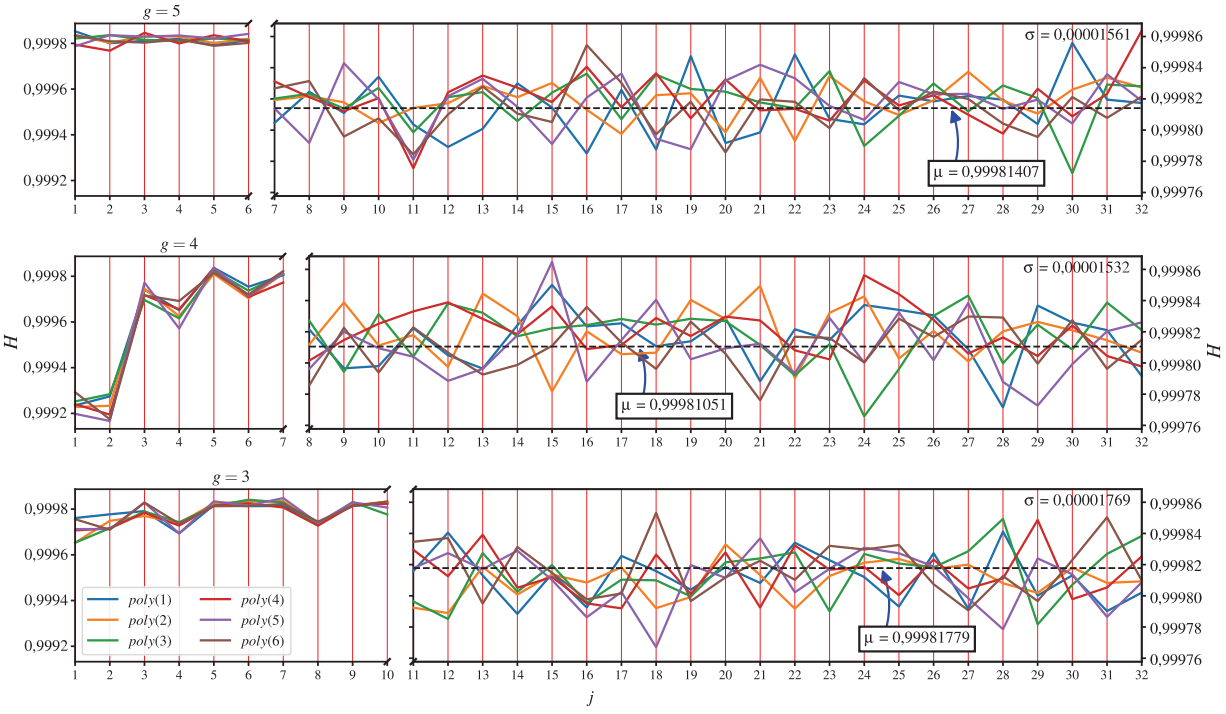


Рис. 5. Изменение энтропии от выбранного порождающего полинома, числа входных каналов и коэффициента сжатия схемы MISA*
Fig. 5. Change in entropy from the selected generator polynomial, the number of input channels and the compression ratio of the MISA* scheme

В итоге сравнивались результаты набора статистических тестов по NIST 800-22 для MISA* и аналогов: SISA (рис. 1, *c*), MISA (рис. 1, *e*), MISR (рис. 1, *b*) и SHA-1. Параметры схем, используемые в эксперименте: коэффициенты полинома $\varphi(x)$ в шестнадцатеричном виде 0x80000057; $n = 32$; количество входных каналов $g = 32$ для SISA, MISR, SHA-1, $g = 4$ для MISA*и MISA; коэффициент сжатия для MISA* $j = 17$. На программном стенде все наборы данных (табл. 1)

[1] The CIFAR-10 Dataset [Electronic resource]. Mode of access: https://www.cs.toronto.edu/~kriz/cifar.html.
[2] Босх, И. Страшный суд / И. Босх. Mode of access: https://gallerix.ru/storeroom/1400476940/N/505984321/.

обрабатывались моделями схем постобработки, после чего усекались до минимальной длины $8 \cdot 10^8$ бит. Каждый набор разбивался на 800 подпоследовательностей по 10^6 бит и тестировался по NIST 800-22. В табл. 2 приведен процент пройденных тестов для всех подпоследовательностей по наборам данных из табл. 1 и схем постобработки.

Таблица 2. Результаты тестов по NIST 800-22 для наборов из табл. 1 и схем постобработки
Table 2. NIST 800-22 test results for the sets in Tab. 1 and post-processing schemes

Схема постобработки	Тест по NIST 800-22 для набора данных, %						
	BAD-0	BAD-1	BAD-2	IMG	CIFAR-10	Arbiter-PUF	LFSR-128
Без обработки	0	0	0,04	5,68	11,78	21,97	98,46
SISA	**98,43***	**98,43***	98,43	98,47	98,41	98,43	98,42
MISR	0,69	1,29	2,36	4,48	4,90	4,80	4,50
MISA	14,37	14,32	14,18	14,69	14,59	14,86	15,24
MISA*	98,41	98,42	**98,45***	**98,83***	**98,93***	**98,97***	**99,00***
Референсная схема							
SHA-1	98,97	98,99	98,99	98,95	99,00	98,96	98,97
*Максимальный процент пройденных тестов по NIST 800-22 для набора данных среди схем на базе LFSR-структур.							

Согласно табл. 2, схемы SHA-1, SISA и предложенная MISA* показали высокий процент прохождения тестов NIST для всех исходных последовательностей. MISA* существенно превосходит MISA и MISR, обеспечивая улучшение статистических характеристик на уровне SHA-1, которая полностью соответствует NIST.

Оценка аппаратных затрат схемы MISA*

При оценке аппаратных затрат схем постобработки для кристалла программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) для MISA и MISA* использовалось параметризуемое HDL-описание на SystemVerilog (табл. 3). Сравнение учитывало затраты на блоки тестирования с минимальным набором Repetition Count Test и Adaptive Proportion Test [7].

Таблица 3. Оценка аппаратных затрат схем TRNG
для кристалла программируемой логической интегральной схемы xc7z010-1clg400c-1
Table 3. Hardware cost estimation of TRNG circuits
for the xc7z010-1clg400c-1 programmable logic integrated circuit crystal

Схема постобработки	Блок постобработки		Блок тестирования		Общие затраты		$F_{max}(clk)$, МГц
	LUTs	FFs	LUTs	FFs	LUTs	FFs	
SISA	64	1024	1408	864	1472	1888	446
MISR	32	32	1408	864	1440	896	**452****
MISA	**24***	32	176	108	**200***	140	390
MISA*	105	**32***	**176***	**108***	281	**140***	232
SHA-1[3]	1553	1531	1408	864	2961	2395	108
*Минимальные аппаратные затраты ресурса FPGA схемой TRNG. **Максимальная оцениваемая тактовая частота схемы TRNG.							

Анализ табл. 3 показывает, что MISA* имеет наименьшие аппаратные затраты среди всех схем – как за счет малых затрат на блоки тестирования, так и самой схемы. Ожидается, что это обеспечит и минимальное энергопотребление, что делает MISA* предпочтительной для энергоэффективных и компактных применений, например, в простых TRNG для устройств интернета вещей.

[3] Verilog Implementation of the SHA-1 Cryptgraphic Hash Function [Electronic resource]. Mode of access: https://github.com/secworks/sha1.

Заключение

1. Предложена модификация MISA с коэффициентом сжатия во времени, повышающая энтропию. Порождающий полином $\varphi(x)$ при соблюдении свойств примитивности и неприводимости слабо влияет на энтропию при разных j. Рост разрядности g увеличивает энтропию, а при малых g ее можно поднять за счет увеличения j.

2. MISA* не уступает SHA-1 и SISA по числу пройденных тестов по NIST 22-800, а аппаратные затраты для реализации на программируемой логической интегральной схеме у нее меньше, чем у SHA-1, SISA и MISR.

3. Модифицированная MISA эффективна и конкурентоспособна с SISA и SHA-1. С точки зрения соотношения аппаратных затрат и энтропии обработанных последовательностей MISA* может быть применена для энергоэффективных и компактных генераторов истинно случайных чисел.

Список литературы

1. Chai, H. A Survey of Random Number Generator: Approaches, Tests, Novel Applications in Blockchain and AI-Driven Industrial Networks / H. Chai, Q. Pan, J. Wu // *Security and Safety*. 2025. Vol. 4, Article 2025015. DOI: 10.1051/sands/2025015.
2. Fischer, V. True Random Number Generators in FPGAs / V. Fischer, F. Bernard // Computer Science, Engineering. 2011. P. 101–135. https://doi.org/10.1007/978-94-007-1338-3_5.
3. TRNG Conditioning Component with Extended Output Capability: Pat. US 0211214, IPC G06F7/58 (2006.01); CPC G06F7/588 (2013.01), G06F2207/581 (20130.1), No 18/089,370. Filing date 27.12.2022, Publ. date 27.07.2024 / A. Ivaniuk, S. Zalivaka // Applicant SK Hynix Inc. Mode of access: https://www.freepatentsonline.com/20240211214.pdf. Date of access: 20.06.2025.
4. Ярмолик, В. Н. Построение многоканальных сигнатурных анализаторов / В. Н. Ярмолик // Автоматика и телемеханика. 1985. № 1. С. 127–132.
5. Jun, B. The Intel Random Number Generator / B. Jun, P. Kocher // Cryptograph Research Inc., White Paper. 1999. Vol. 27. P. 1–8.
6. Шамына, А. Ю. Исследование временных параметров физически неклонируемой функции типа арбитр с использованием кольцевого осциллятора / А. Ю. Шамына, А. А. Иванюк // Цифровая трансформация. 2022. Т. 28, № 1. С. 27–38. DOI: 10.35596/2522-9613-2022-28-1-27-38.
7. Burko, L. Health Tests Hardware Implementation for Entropy Sources / L. Burko, M. Kaiky, A. Ivaniuk // Информационные технологии и системы 2023: материалы Междунар. науч. конф., Минск, 22 нояб. 2023 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2023. С. 119–120.

Поступила 25.08.2026 Принята в печать 14.09.2026

References

1. Chai H., Pan Q., Wu J. (2025) A Survey of Random Number Generator: Approaches, Tests, Novel Applications in Blockchain and AI-Driven Industrial Networks. *Security and Safety*. 4 (2025015). DOI: 10.1051/sands/2025015.
2. Fischer V., Bernard F. (2011) True Random Number Generators in FPGAs. *Computer Science, Engineering*. 101–135. https://doi.org/10.1007/978-94-007-1338-3_5.
3. Ivaniuk A., Zalivaka S. (2024) TRNG Conditioning Component with Extended Output Capability. *Patent US 0211214, IPC G06F7/58 (2006.01); CPC G06F7/588 (2013.01), G06F2207/581 (20130.1), No 18/089,370. Filing date 27.12.2022, Publ. date 27.07.2024. Applicant SK Hynix Inc*. Available: https://www.freepatentsonline.com/20240211214.pdf (Accessed 20 June 2025).
4. Yarmolik V. N. (1985) Design of Multichannel Signature Analyzers. *Automation and Remote Control*. (1), 127–132 (in Russian).
5. Jun B., Kocher P. (1999) The Intel Random Number Generator. *Cryptograph Research Inc., White Paper*. 27, 1–8.
6. Shamyna A. Yu., Ivaniuk A. A. (2022) Investigation of the Timing Parameters of the Arbiter-Based Physically Unclonable Function Using a Ring Oscillator. *Digital Transformation*. 28 (1), 27–38. https://doi.org/10.35596/2522-9613-2022-28-1-27-38 (in Russian).
7. Burko L., Kaiky M., Ivaniuk A. (2023) Health Tests Hardware Implementation for Entropy Sources. *Information Technologies and Systems 2023, Proceedings of the International Scientific Conference, Minsk, Nov. 22*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 119–120.

Received: 25 August 2026 Accepted: 14 September 2026

Вклад авторов

Петровский Д. А. спроектировал схему постобработки, реализовал программную модель схемы, выполнил аппаратную реализацию схемы для FPGA, провел экспериментальные исследования.

Иванюк А. А. определил задачи, необходимые для проведения исследований, принял участие в интерпретации результатов эксперимента.

Authors' contribution

Petrovsky D. designed the postprocessing scheme, implemented the software model of the scheme, performed hardware implementation of the scheme for FPGA, conducted experimental studies.

Ivaniuk A. defined the tasks necessary for conducting the research and took part in the interpretation of the experimental results.

Сведения об авторах

Петровский Д. А., магистр техн. наук, асп., Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Иванюк А. А., д-р техн. наук, проф., проф. каф. информатики, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 29 698-14-90
E-mail: petrovsky.dmitr@gmail.com
Петровский Дмитрий Алексеевич

Information about the authors

Petrovsky D., M. Sci. (Tech.), Postgraduate, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Ivaniuk A., Dr. Sci. (Tech)., Professor, Professor at the Department of Computer Science, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 29 698-14-90
E-mail: petrovsky.dmitr@gmail.com
Petrovsky Dmitry

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-93-100

УДК 004.738

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СБОРА ЭНЕРГИИ WI-FI В УСТРОЙСТВАХ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

Н. И. ЛИСТОПАД, А. О. АНДРЕЙЧУК

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

Аннотация. Бурный рост экосистемы интернета вещей упирается в жесткое ограничение по обеспечению энергией рассредоточенных сенсорных модулей. Как показали некоторые научные работы, попытки использовать штатный Wi-Fi-трафик для харвестинга наталкиваются на малую скважность полезного сигнала из-за механизмов случайного доступа к среде, заложенных в протокол. В качестве решения в статье рассмотрен двухэтапный подход. Первый элемент подхода – специализированный передатчик с программной перенастройкой режимов, построенный на платформе ESP32-S3, который формирует непрерывное излучение в диапазоне 2,4 ГГц (ISM), оптимальное для задач энергопередачи. Второй – конструкция многоканальной приемной антенны с выпрямителем (ректенны), оснащенной управляемой диаграммой направленности: переключение лучей осуществляется с помощью RF-коммутатора ADG902, а две патч-антенны размещены с ортогональной поляризацией. Эффективность предложенных решений подтверждена экспериментальными данными.

Ключевые слова: интернет вещей, IoT-устройства, беспроводная передача энергии, энергетическая эффективность, беспроводное питание.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Листопад, Н. И. Методы повышения эффективности сбора энергии Wi-Fi в устройствах интернета вещей / Н. И. Листопад, А. О. Андрейчук // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 93–100. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-93-100.

METHODS FOR IMPROVING WI-FI ENERGY HARVESTING EFFICIENCY IN INTERNET OF THINGS DEVICES

NIKOLAY LISTOPAD, ALIAKSANDR ANDREICHUK

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

Abstract. The rapid growth of the internet of things ecosystem is constrained by the challenge of powering distributed sensor modules. Research has shown that attempts to harvest energy from standard Wi-Fi traffic are hindered by the low duty cycle of the useful signal, a consequence of the protocol's random medium access mechanisms. To address this, the article proposes a two-stage approach. The first component is a software-reconfigurable transmitter based on the ESP32-S3 platform, designed to generate continuous-wave emission in the 2.4 GHz (ISM) band – an optimal choice for wireless power transfer. The second component is a multi-channel rectifying antenna (rectenna) featuring a controllable radiation pattern; beam switching is achieved using an ADG902 RF switch, while two patch antennas are arranged with orthogonal polarization. Experimental data confirm the effectiveness of the proposed solutions.

Keywords: internet of things, IoT devices, wireless power transmission, energy efficiency, wireless power.

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

For citation. Listopad N., Andreichuk A. (2026) Methods for Improving Wi-Fi Energy Harvesting Efficiency in Internet of Things Devices. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 93–100. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-93-100 (in Russian).

Введение

Сбор электромагнитной энергии от Wi-Fi-точек доступа сегодня рассматривается как многообещающий способ обеспечения энергией маломощных датчиков интернета вещей, особенно когда они установлены в местах, где замена батарей затруднена. Однако, как показали эксперименты [1], здесь существует серьезное противоречие: для стабильного питания нужна непрерывная подача энергии, а трафик в Wi-Fi-сетях, подчиняясь протоколу CSMA/CA, носит ярко выраженный пакетный характер. Между пакетами возникают паузы длительностью до десятков миллисекунд, за которые накопительный конденсатор в приемном устройстве успевает разрядиться через токи утечки и нагрузку, и напряжение не достигает порога включения DC-DC-преобразователя. Спектральный анализ показывает, что даже при интенсивной работе канала скважность (коэффициент заполнения) редко превышает 40 %, а мощность сигнала от мобильных клиентов на порядок уступает мощности точки доступа. Поэтому основной вклад дает нисходящий трафик, но его одного все равно недостаточно. Выход авторы видят в переходе от паразитного сбора к гибридным сетям, где рядом с обычными точками доступа работают специализированные передатчики, оптимизированные именно для задач энергопередачи. Дополнительную проблему создает интерференция прямой и отраженных волн в помещении, из-за которой возникают пространственные зоны с глубокими замираниями, где уровень сигнала падает на 20–30 дБ относительно среднего.

Цель исследований – теоретически обосновать, разработать и экспериментально подтвердить два взаимодополняющих способа повышения КПД сбора: активное управление структурой излучения на стороне передатчика и пространственно-поляризационное разнесение на стороне приемной антенны.

Обоснование предлагаемых методов

Эффективность беспроводной передачи энергии в закрытых помещениях определяется двумя конкурирующими факторами: детерминированным затуханием мощности в свободном пространстве и стохастической интерференционной картиной, возникающей из-за многолучевого распространения.

В дальней зоне антенны (зона Фраунгофера), которая для частоты 2,4 ГГц начинается с расстояния нескольких длин волн, базовым соотношением для оценки принимаемой мощности является формула идеальной радиопередачи Фрииса [2]

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2, \tag{1}$$

где P_r, P_t – мощность на входе приемной антенны и передатчика соответственно; G_t, G_r – коэффициент усиления передающей и приемной антенн; λ – длина волны (для диапазона 2,4 ГГц $\lambda \approx 0{,}125$ м); R – расстояние между антеннами – от G_t до G_r.

Однако в условиях реального помещения (площадью 60 м^2 с наличием отражающих поверхностей) поле не может быть описано одной прямой волной. Суммарное поле в точке приема формируется в результате суперпозиции прямого луча и множества отраженных лучей. Согласно лучевой модели распространения, комплексная амплитуда напряженности электрического поля в точке приема может быть представлена согласно [3]

$$E_{total} = E_0 \left[\frac{e^{-jkR_0}}{R_0} + \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right], \tag{2}$$

где E_0 – нормированная амплитуда; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; R_0, R_n – длина пути прямого и n-го отраженного лучей соответственно; Γ_n – комплексный коэффициент отражения Френеля для n-го луча, зависящий от поляризации волны и электрических свойств материала поверхности.

В точках, где фазы прямого и отраженного сигналов противоположны, возникает глубокое замирание (глубина до 30 дБ), что делает невозможным стабильный сбор энергии при использовании одиночной антенны. Ключевое ограничение – низкая скважность Wi-Fi из-за пауз CSMA/CA (ожидание, backoff, ACK), в которые накопленный заряд уходит в утечки.

Традиционные роутеры оптимизированы под пропускную способность, а не под питание. Для зарядки требуется иной режим: непрерывное излучение или сверхплотная упаковка пакетов с минимальными межкадровыми интервалами.

Программно-конфигурированный передатчик

Рассмотрим разработанное устройство (рис. 1), построенное на базе микроконтроллера с интегрированным Wi-Fi-контроллером, поддерживающим режим работы в качестве программной точки доступа (SoftAP) [4].

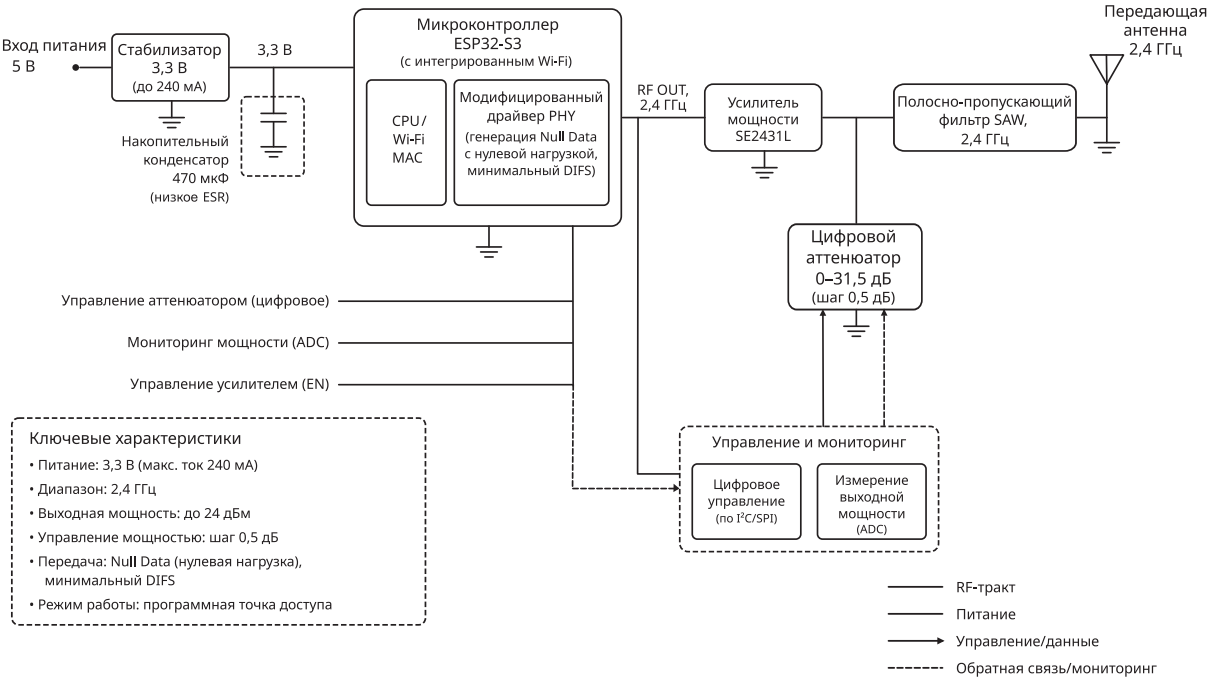


Рис. 1. Схема устройства
Fig. 1. Device diagram

Система питания устройства на рис. 1 построена по двухступенчатой схеме. На вход подается стабилизированное напряжение 5 В, которое с помощью линейного или импульсного стабилизатора преобразуется в основное питающее напряжение 3,3 В с максимальным током нагрузки до 240 мА. Для сглаживания пульсаций и обеспечения устойчивости при импульсных бросках потребления (характерных для работы Wi-Fi-радио) установлен накопительный электролитический конденсатор емкостью 470 мкФ с низким эквивалентным последовательным сопротивлением (equivalent series resistance, ESR). Низкое ESR минимизирует падение напряжения на внутреннем сопротивлении конденсатора в моменты пикового тока, что гарантирует стабильность питания цифровых и аналоговых узлов.

Микроконтроллер включает центральный процессорный модуль CPU (central processing unit) и подсистему Wi-Fi на MAC (medium access control), работающую от напряжения 3,3 В. Именно здесь реализована модифицированная версия драйвера PHY, которая обеспечивает формирование кадров Null Data с нулевой длиной полезной нагрузки. Благодаря сокращенному межкадровому интервалу DIFS (установленному в минимально допустимое значение, определяемое стандартом 802.11) устройство способно генерировать непрерывный поток коротких пакетов, что полезно, например, для оценки чувствительности приемников или создания управляемой помеховой обстановки.

Радиочастотный тракт начинается с выхода RF-части чипа (частота 2,4 ГГц). Сигнал поступает на усилитель мощности SE2431L – высокоэффективный усилитель, обеспечивающий выходную мощность до +24 дБм. Для подавления внеполосных гармоник и ослабления побочных излучений после усилителя включен полосно-пропускающий фильтр SAW на 2,4 ГГц. Фильтр имеет крутую амплитудно-частотную характеристику и низкие вносимые потери, что позволяет сохранить форму импульсов и снизить уровень шумов за пределами рабочего диапазона.

Для точной регулировки выходной мощности в тракт последовательно включены два цифровых аттенюатора с диапазоном ослабления 0–31,5 дБ каждый и шагом перестройки 0,5 дБ. Общее ослабление может варьироваться от 0 до 63 дБ с шагом 0,5 дБ, что дает гибкую возможность устанавливать любой уровень мощности от максимального (+24 дБм) до минимального (менее –39 дБм). Управление аттенюаторами осуществляется по цифровым интерфейсам (I^2C или SPI) от CPU, что позволяет динамически менять мощность в процессе работы без дополнительных аналоговых цепей.

Контур обратной связи и мониторинга включает встроенный аналого-цифровой преобразователь (analog-to-digital converter, ADC), который измеряет фактическую выходную мощность после аттенюаторов (или на выходе усилителя) и передает данные на CPU. Это дает возможность реализовать программную калибровку и компенсацию температурных и частотных дрейфов, а также обеспечивает точную установку заданного уровня мощности. Сигналы управления усилителем (включение/выключение – EN) и управления аттенюаторами также формируются цифровыми выводами микроконтроллера.

Управление и мониторинг осуществляются через внешние цифровые интерфейсы (I^2C/SPI), что позволяет подключать устройство к внешней управляющей системе (например, к ПК или другому контроллеру) для задания режимов работы, установки уровня мощности, чтения текущих параметров и сбора статистики. Вся логика работы реализована в программном обеспечении микроконтроллера, что делает устройство полностью программируемым и легко адаптируемым под различные сценарии применения – от тестирования беспроводных устройств до создания управляемых источников помех.

Устройство на ESP32-S3 (3,3 В, 240 мА на передачу) дополнено внешним усилителем SE2431L, выдающим до 24 дБм в диапазоне 2,4 ГГц – это уровень стандартных роутеров (20–23 дБм), при этом сохраняется программная гибкость формирования сигнала. Выход согласован через ПАВ-фильтр (подавление гармоник и шумов), а мощность ступенчато регулируется цифровым аттенюатором с шагом 0,5 дБ под управлением микроконтроллера.

Перед запуском выполняются инициализация микроконтроллера, Wi-Fi-интерфейса в режиме программной точки доступа и начальная настройка регистров передатчика (частота, мощность, модуляция). Затем считываются конфигурационные параметры и выбирается один из трех режимов.

Режим непрерывной несущей – простейший: в регистр управления усилителем мощности записывается единица, и передатчик выдает немодулированный сигнал без пакетной структуры, что удобно для калибровки и настройки антенн. Импульсный режим генерирует периодическую последовательность Null Data-пакетов с заданной частотой следования и скважностью, что позволяет оценивать помехоустойчивость и работу системы автоматической регулировки усиления (АРУ). Адаптивный режим использует обратную связь от внешнего датчика (например, уровня заряда конденсатора через BLE) для динамического пересчета параметров излучения (частоты, скважности, мощности) с целью оптимизации энергопотребления удаленного узла.

В любом режиме после отправки пакета выдерживается пауза, рассчитанная по заданным параметрам, с обязательным соблюдением короткого межкадрового интервала (short interframe space, SIFS) SIFS = 67 мкс. По завершении каждого цикла проверяется наличие команды смены режима или остановки; при ее отсутствии алгоритм продолжает генерацию пакетов с текущими настройками, формируя непрерывный поток излучения для радиотехнических измерений и экспериментов. Алгоритм формирования излучения представлен на рис. 2.

Для оценки эффективности функционирования передатчика была разработана измерительная установка, подробно описанная в [1]. В качестве эталона взят Wi-Fi-роутер TP-Link Archer C7 (диапазон 2,4 ГГц, 6-й канал, 2437 МГц, выходная мощность 23 дБм). Его загружали потоковым видео 1080p на два клиента, поддерживая утилизацию канала на уровне 70–80 % (контроль через iperf3). Экспериментальные измерения проводились в стандартном офисе площадью 60 м^2 с обычной мебелью и техникой. Приемник на диэлектрической подставке располагался на высоте 1 м и перемещался от 1 до 10 м от передатчика (шаг 1 м). На каждой дистанции выполнялось не менее 10 циклов заряда/разряда конденсатора, измерялись время выхода на 3 В и устойчивость напряжения в стационарном режиме. Полученные данные демонстрируют качественное превосходство специализированного устройства над стандартной точкой доступа.

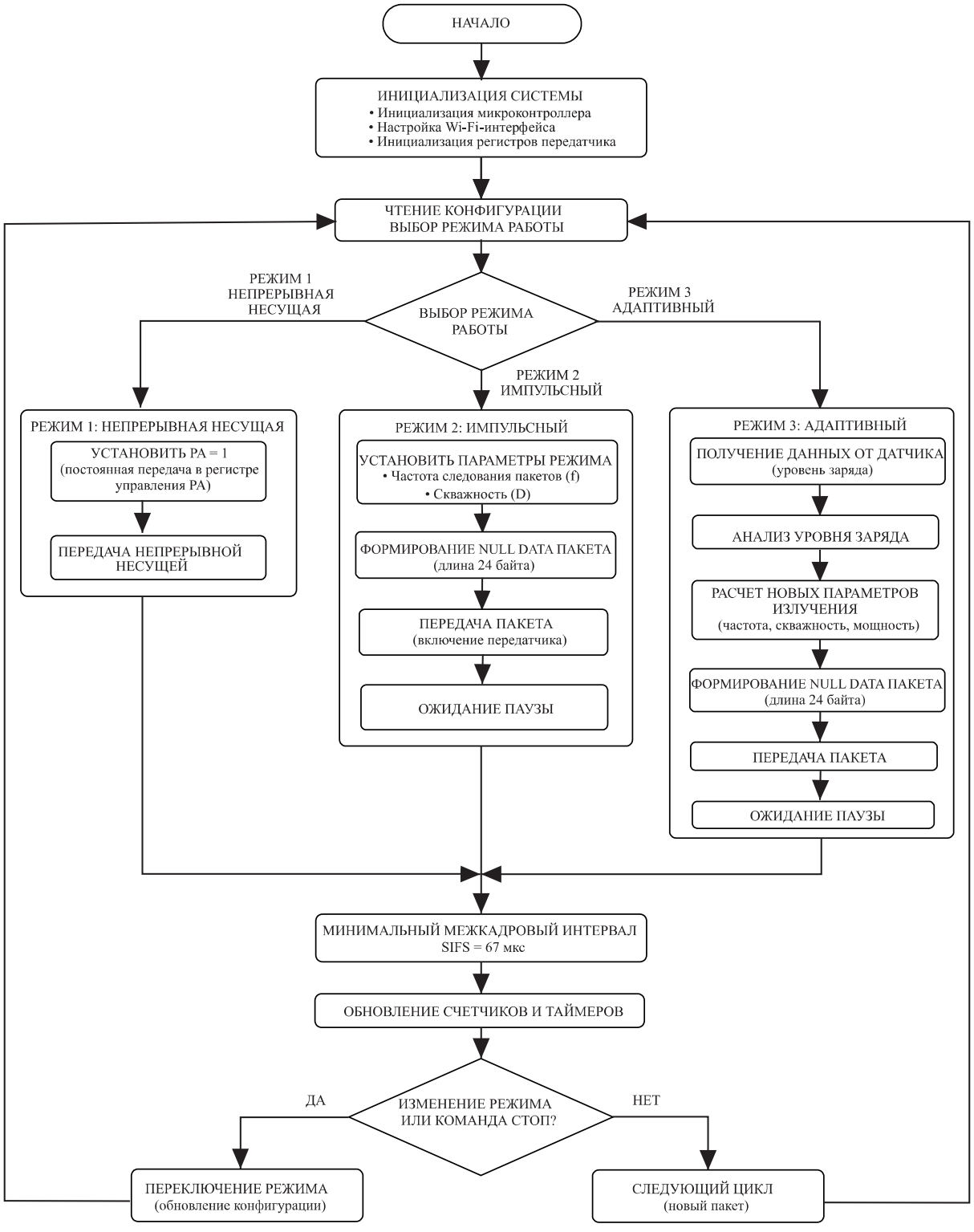


Рис. 2. Алгоритм формирования излучения
Fig. 2. Radiation generation algorithm

Адаптивная переключаемая поляризационно-разнесенная антенная система

Архитектура адаптивной приемной антенной системы, осуществляющей автоматический выбор оптимального канала приема из двух пространственно разнесенных и поляризационно-ортогональных антенн, подробно представлена в [4]. Для лучшего понимания результатов исследования приведем описание антенной системы [4, с. 261], которая включает две печатные инвертиро-

ванные F-антенны, ориентированные во взаимно перпендикулярных плоскостях. Первая антенна рассчитана на прием вертикально поляризованной составляющей поля, вторая – горизонтально поляризованной. Коэффициент усиления каждой антенны составляет 2,2 дБи, коэффициент стоячей волны в полосе частот 2400–2485 МГц не превышает 1,8. Выбор между антеннами осуществляется высокочастотным SPDT-переключателем ADG902 производства Analog Devices. Данный компонент характеризуется временем переключения менее 30 нс, вносимыми потерями 0,8 дБ и изоляцией разомкнутого канала 32 дБ на частоте 2,45 ГГц. Управление переключателем осуществляется цифровым сигналом от микроконтроллера ESP32-C3, выступающего в роли центрального процессора системы сбора энергии [4].

Алгоритм работы адаптивной антенной системы, реализующий метод энергетического сканирования, изображен на рис. 3.

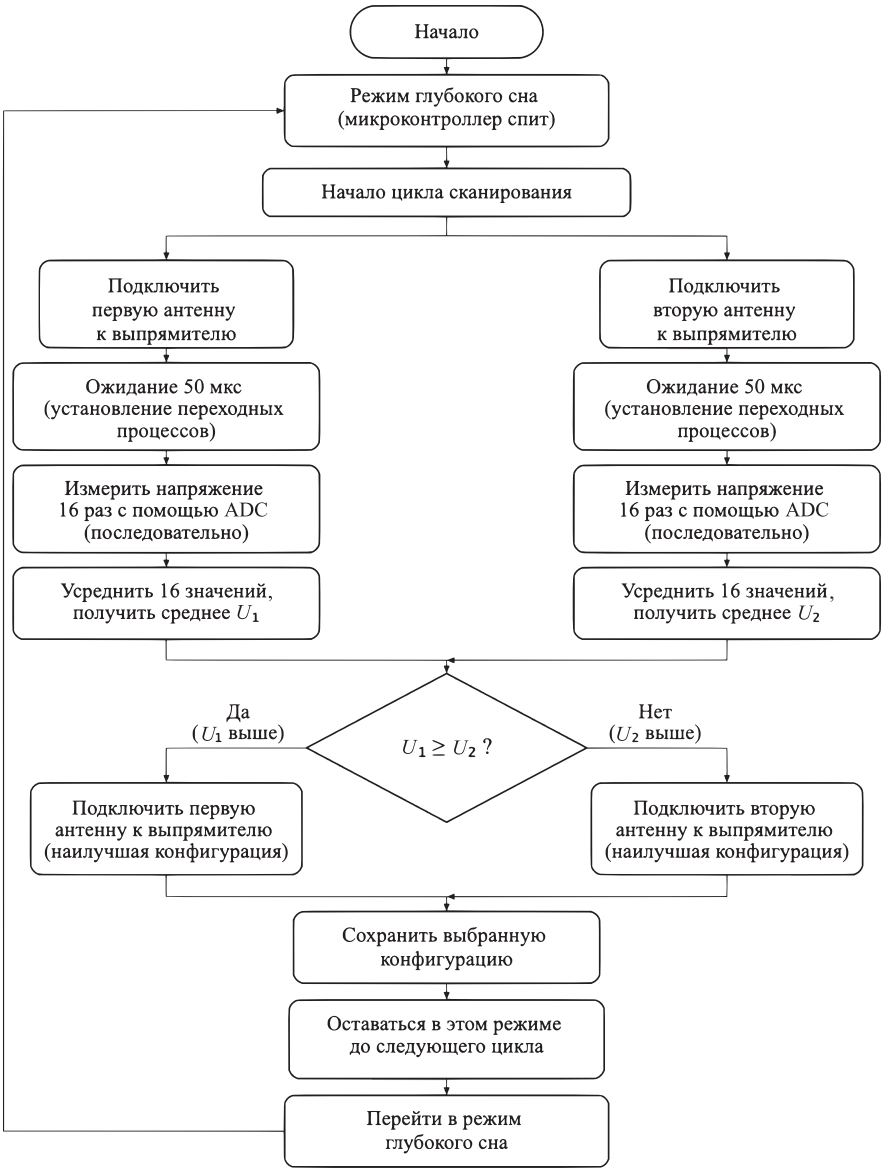


Рис. 3. Алгоритм работы адаптивной антенной системы
Fig. 3. Algorithm of operation of the adaptive antenna system

Микроконтроллер выводит систему из глубокого сна каждые 5 с, подключает первую антенну к выпрямителю и через 50 мкс (время установления переходов) делает 16 измерений ADC, усредняя их для снижения шумов. Затем повторяет то же для второй антенны. Сравнив средние напряжения, микроконтроллер фиксирует антенну с бóльшим значением и сохраняет этот выбор до следующего цикла сканирования.

Исследовали временную стабильность работы адаптивной системы в условиях динамически изменяющейся окружающей обстановки. Приемный модуль размещался в точке с исходно низким уровнем сигнала. В процессе эксперимента человек перемещался вблизи трассы распространения радиоволн, создавая эффект затенения и переотражения. Система с фиксированной антенной демонстрировала глубокие и продолжительные провалы напряжения, приводящие к сбросу микроконтроллера. Адаптивная система в течение 200–300 мс обнаруживала ухудшение качества текущего канала и переключалась на альтернативную антенну, что позволяло сохранить работоспособность устройства. Осциллограммы процесса переключения приведены в [4, с. 262].

Таким образом, традиционные Wi-Fi-сети, оптимизированные исключительно для задач коммуникации, являются неэффективным источником энергии для IoT-устройств. Переход к специализированным излучателям, работающим в том же частотном диапазоне, но использующим иные принципы формирования сигнала, открывает путь к практическому внедрению технологии беспроводного питания. Разработанное устройство на базе ESP32-S3 демонстрирует энергоэффективность, вдвое превосходящую стандартное сетевое оборудование при четырехкратном выигрыше в скорости заряда накопления.

Заключение

1. Предложены два решения для повышения эффективности беспроводной передачи энергии в сетях IoT. Первое – это передатчик с программной настройкой параметров, который формирует сигнал, специально адаптированный для задач энергосбора. Эксперименты показали, что на дистанции 4 м он заряжает накопительный конденсатор в 2,2 раза быстрее обычного роутера, а на расстоянии 5 м (до порога 3 В при емкости 1000 мкФ) – в 4,2 раза. Второе решение – адаптивный приемный модуль с возможностью смены поляризации, который повышает усредненное выпрямленное напряжение на 62 % и значительно уменьшает риск сигнальных сбоев.

2. Испытания подтвердили, что синергия двух предлагаемых решений обеспечивает стабильное функционирование IoT-сенсора на дистанции 8 м без каких-либо батарей. Это открывает перспективы для проектирования беспроводных систем питания распределенных датчиков.

Список литературы

1. Андрейчук, А. О. Методы повышения энергетической эффективности граничных устройств в сети IoT / А. О. Андрейчук // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 1. С. 83–90. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-1-83-90.
2. Формула передачи Фрииса [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://intellect.icu/formula-peredachi-friisa-12439. Дата доступа: 21.08.2026.
3. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. М.: Высш. шк., 1988.
4. Андрейчук, А. О. Программно-конфигурируемое устройство и переключаемая поляризационно-разнесенная антенная система для повышения эффективности сбора энергии Wi-Fi в устройствах интернета вещей / А. О. Андрейчук // Информационные радиосистемы и радиотехнологии: материалы Междунар. науч.-техн. конф., г. Минск, 9–10 июня 2026 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлектрон., 2026. С. 258–263.

Поступила 02.09.2026 Принята в печать 24.09.2026

References

1. Andreichuk A. O. (2026) Methods for Increasing the Energy Efficiency of Edge Devices in IoT Networks. *Doklady BGUIR*. 24 (1), 83–90. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-1-83-90 (in Russian).
2. *Friis Transmission Formula*. Available: https://intellect.icu/formula-peredachi-friisa-12439 (Accessed 21 August 2026) (in Russian).
3. Sazonov D. M. (1988) *Antennas and Microwave Devices*. Moscow, Vysshaya Shkola (in Russian).
4. Andreichuk A. O. (2026) Software-Configurable Device and Switchable Polarization-Diversity Antenna System for Enhancing Wi-Fi Energy Harvesting Efficiency in IoT Devices. *Information Radio Systems and Radio Technologies, Proceedings of the International Scientific and Technical Conference, Minsk, June 9–10, 2026*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 258–263 (in Russian).

Received: 9 September 2026 Accepted: 24 September 2026

Вклад авторов

Листопад Н. И. выполнил обоснование методов, участвовал в проведении и анализе экспериментальных исследований.

Андрейчук А. О. разработал алгоритмы формирования излучения и работы адаптивной поляризационно-разнесенной антенной системы, выполнил экспериментальные исследования.

Authors' contribution

Listopad N. validated the methods and participated in conducting and analyzing the experimental studies.

Andreichuk A. developed algorithms for radiation generation and the operation of an adaptive polarization-diversity antenna system, and conducted experimental studies.

Сведения об авторах

Листопад Н. И., д-р техн. наук, проф., зав. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Андрейчук А. О., асп. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 33 340-12-20
E-mail: and.sasha@mail.ru
Андрейчук Александр Олегович

Information about the authors

Listopad N., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Head of the Department of Information Radio Technologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Andreichuk A., Postgraduate of the Department of Information Radio Technologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 33 340-12-20
E-mail: and.sasha@mail.ru
Andreichuk Aliaksandr

CC BY

http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-101-109

УДК 004.942

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАДИЕНТНОГО БУСТИНГА ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ПОЯСНИЧНОГО ОТДЕЛА ПОЗВОНОЧНИКА ЧЕЛОВЕКА

Т. С. СЕМЕНЧЕНЯ

Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого (Гомель, Республика Беларусь)

Аннотация. Классический конечно-элементный анализ поясничного отдела позвоночника жестко ограничен статической геометрией, получаемой в ходе компьютерной томографии в статическом положении пациента лежа. Прямой расчет напряженно-деформированного состояния для альтернативных физиологических поз в реальном времени невозможен из-за высокой вычислительной трудоемкости, отсутствия расчетных сеток для различных положений тела (наклоны к полу, боковые наклоны, удержание груза) и вариантов нагружения человека. В статье описывается разработка гибридного биомеханического подхода, который использует данные компьютерной томографии в покое для прогнозирования изменения напряженно-деформированного состояния в условиях изменения пространственного положения тела и вариантов нагружения. Для аппроксимации физических полей применены алгоритмы градиентного бустинга XGBoost и CatBoost. Предлагаемый подход позволяет выявлять зоны критической концентрации напряжений и деформаций при пространственном изменении положения тела и моделировать биомеханические состояния, недоступные для прямого численного анализа.

Ключевые слова: поясничный отдел позвоночника, метод конечных элементов, градиентный бустинг, CatBoost, XGBoost.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Семенченя, Т. С. Применение градиентного бустинга для прогнозирования изменения напряженно-деформированного состояния поясничного отдела позвоночника человека / Т. С. Семенченя // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 5. С. 101–109. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-101-109.

APPLICATION OF GRADIENT BOOSTING TO PREDICT CHANGES IN THE STRESS-STRAIN STATE OF THE HUMAN LUMBAR SPINE

TATYANA SEMENCHENIA

Sukhoi State Technical University of Gomel (Gomel, Republic of Belarus)

Abstract. Conventional finite element analysis of the lumbar spine is strictly limited to the static geometry obtained via computed tomography with the patient in a static, supine position. Direct calculation of the stress-strain state for alternative physiological postures in real time is unfeasible due to high computational demands and the lack of computational meshes corresponding to various body positions (such as forward bending, lateral bending, or load-bearing) and loading scenarios. This article describes the development of a hybrid biomechanical approach that utilizes resting-state computed tomography data to predict changes in the stress-strain state resulting from variations in body position and loading conditions. Gradient boosting algorithms – specifically XGBoost and CatBoost – are employed to approximate the physical fields. The proposed approach enables the identification of zones with critical stress and strain concentrations during changes in body position and allows for the modeling of biomechanical states that are otherwise inaccessible to direct numerical analysis.

Keywords: lumbar spine, finite element method, gradient boosting, CatBoost, XGBoost.

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

For citation. Semenchenia T. (2026) Application of Gradient Boosting to Predict Changes in the Stress-Strain State of the Human Lumbar Spine. *Doklady BGUIR*. 24 (5), 101–109. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-5-101-109 (in Russian).

Введение

Заболевания и дегенеративно-дистрофические изменения поясничного отдела позвоночника прочно удерживают лидирующие позиции среди причин временной нетрудоспособности и инвалидности населения трудоспособного возраста во всем мире [1, 2]. Точная количественная оценка распределения напряженно-деформированного состояния (НДС) элементов позвоночно-двигательных сегментов критически важна для биомеханического анализа опорно-двигательного аппарата и планирования медицинских вмешательств [3, 4].

Современная биомеханика использует метод конечных элементов (МКЭ) как ключевой подход анализа распределения внутренних напряжений и деформаций. Однако МКЭ имеет фундаментальное ограничение: расчетная трехмерная геометрия строится по данным компьютерной томографии (КТ), которая выполняется исключительно в статическом положении пациента лежа [5].

В условиях реальной жизнедеятельности (наклоны, повороты, удержание и подъем тяжестей) биомеханическая картина радикально меняется. Прямой численный расчет НДС для множества альтернативных положений тела требует непрерывной перестройки сеточных моделей высокого порядка, что делает данный подход тяжело реализуемым. Для преодоления этого барьера привлекаются методы машинного обучения. Алгоритмы градиентного бустинга способны выступать в роли суррогатных моделей, принимая за основу базовую КТ-геометрию. Они аппроксимируют физические поля и прогнозируют НДС в режимах нагрузок, недоступных для прямого пошагового численного моделирования [6].

Цель исследований – разработка и верификация гибридного биомеханического подхода, интегрирующего методы конечно-элементного анализа и алгоритмы машинного обучения, для оперативного прогнозирования эволюции НДС поясничного отдела позвоночника в условиях изменения пространственного положения тела и вариантов нагружения. В отличие от классических статических моделей предлагаемая методология ориентирована на отслеживание динамического перераспределения механических напряжений и деформаций в позвонковых структурах и межпозвонковых дисках при различных положениях тела. Это открывает возможность персонализированного прогнозирования зон риска механического повреждения тканей опорно-двигательного аппарата в режимах, которые невозможно рассчитать напрямую.

Методика проведения исследований

Для реализации численного анализа и последующего оперативного прогнозирования биомеханического поведения поясничного отдела позвоночника была применена комплексная методика, сочетающая трехмерное конечно-элементное моделирование и суррогатное моделирование на основе алгоритмов машинного обучения. В качестве исходных данных использовались результаты КТ поясничного отдела позвоночника человека без выраженных костно-деструктивных изменений. Шаг сканирования составлял 1 мм.

Для анатомической сегментация КТ-данных и построения расчетной геометрии был разработан программный комплекс с привлечением инструментов нейросетевой архитектуры. Процесс подготовки модели включал следующие этапы:

– сегментация костных структур: автоматическое распознавание и генерация поверхностных полигональных сеток для тел позвонков;

– сегментация межпозвонковых дисков: автоматическое выделение анатомических областей хрящевой ткани в межпозвонковых дисках;

– объединение сгенерированных элементов в единую анатомическую модель (позвонки с дисками);

– оптимизация расчетной сетки: проведение изотропного сглаживания поверхностей и адаптивного упрощения (децимации) сетки для обеспечения стабильности и сходимости численного решения.

На основе анатомической сегментации КТ-данных была построена базовая трехмерная геометрия тел позвонков ($L1$–$L5$) и межпозвонковых дисков. Межпозвонковые диски были аппроксимированы как сплошные (монолитные) трехмерные тела без разделения на пульпозное ядро и фиброзное кольцо. В виде базового эффективного модуля упругости сплошного физиологически здорового диска принималось нормативное значение E = 42 МПа, что на порядок больше значений модулей упругости его отдельных компонентов [5, 7].

Тела позвонков моделировались как однородные твердые тела с физико-механическими свойствами кортикальной кости, без явного выделения губчатого вещества. Для имитации различных стадий дегенеративно-дистрофических изменений (снижения жесткости диска) в расчетный план закладывалось варьирование модуля упругости ткани диска в диапазоне от 20 до 42 МПа. Физико-механические свойства конечно-элементного моделирования представлены в табл. 1.

Таблица 1. Физико-механические характеристики конечно-элементного моделирования
Table 1. Physical and mechanical characteristics for finite element modeling

Анатомическая структура	Модуль упругости (Юнга) E, МПа	Коэффициент Пуассона ν
Тело позвонка ($L1$–$L5$)	12 000	0,30
Межпозвонковый диск (сплошной)	20–42	0,45

Взаимодействие на контактных границах «позвонок – диск» моделировалось с использованием условий непрерывного неразрывного соединения, полностью исключающих взаимное проскальзывание и раскрытие стыков под нагрузкой. Иные типы нелинейных контактов и связочный аппарат не учитывались.

Построение конечно-элементной сетки выполнялось на базе тетраэдральных элементов второго порядка. Базовый глобальный размер элемента составлял 4 мм. В зонах со сложной геометрической конфигурацией применялась процедура автоматического адаптивного измельчения, при которой минимальная длина ребер элементов локально уменьшалась до 0,46 мм. В исходной конфигурации конечно-элементная модель насчитывала 206 296 элементов и 363 148 узлов.

С целью подтверждения достоверности и устойчивости численного решения проводилось исследование сеточной сходимости методом последовательного уменьшения шага дискретизации. При уменьшении глобального размера элемента с 4 до 2 мм количество конечных элементов увеличивалось до 392 769. Относительное отклонение контролируемых параметров на сопоставляемых сетках составило около 1 %, что свидетельствует о достижении сеточной инвариантности и достаточной плотности разработанной конечно-элементной модели.

Граничные условия имитировали переход из одного положения в другое: нижняя замыкательная пластинка позвонка $L5$ жестко фиксировалась по всем степеням свободы, а к верхней границе $L1$ прикладывался вектор признаков

$$X = [F_z, M_x, M_y, M_z, E_{\text{диска}}], \tag{1}$$

где F_z – осевая компрессионная нагрузка, Н, учитывает вес верхней части тела, тонус околопозвоночных мышц и вес удерживаемых предметов; M_x – изгибающий момент, Н·мм, отвечает за наклон к полу ($+M_x$) или разгибание назад ($-M_x$); M_y – изгибающий момент, Н·мм, моделирует наклон туловища влево ($+M_y$) или вправо ($-M_y$); M_z – крутящий момент относительно вертикальной оси, Н·мм, имитирует осевое скручивание позвоночника вокруг своей оси; $E_{\text{диска}}$ – эффективный модуль упругости (Юнга) межпозвонкового диска, МПа, выступает в роли главного биомеханического дескриптора дегенеративно-дистрофических изменений (например, остеохондроза).

На рис. 1 представлена модель поясничного отдела позвоночника с примененными граничными условиями и напряжениями.

Для генерации обучающей выборки использовалось 10 различных моделей поясничного отдела позвоночника человека, для каждой из которых была сделана серия из 100 автоматизированных расчетных итераций в CAE-системе. Входные воздействия варьировались в следующих диапазонах:

– модуль упругости диска E – от 20 до 42 МПа;

– изгибающие моменты M_x – от минус 5000 до 5000 Н·мм и M_y – от минус 3500 до 4000 Н·мм; крутящий момент M_z – от минус 2000 до 5000 Н·мм;

– осевая компрессия F_z – от минус 2500 до минус 390 Н.

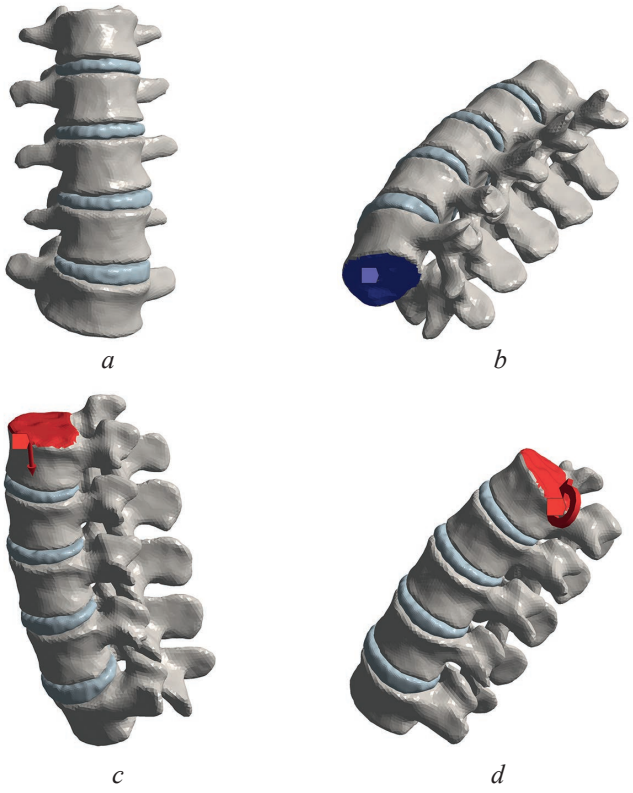


Рис. 1. Модель поясничного отдела позвоночника с примененными граничными условиями и напряжениями: *a* – геометрия; *b* – фиксация; *c* – нагрузка; *d* – крутящий момент
Fig. 1. Lumbar spine model with applied boundary conditions and stresses: *a* – geometry; *b* – fixation; *c* – load; *d* – torque

Для проверки обобщающей способности моделей использовался метод отложенной выборки. Тестовый набор был сформирован из четырех биомеханических сценариев, смоделированных на изолированной анатомической структуре и полностью исключенных из процесса обучения. С целью обеспечения воспроизводимости результатов расчеты проводились с фиксированной инициализацией генератора случайных чисел. Выходными данными (вектор ответов *Y*) выступали два ключевых биомеханических параметра, наиболее полно отражающих риск повреждения тканей под нагрузкой:

– максимальные эквивалентные напряжения по Мизесу σ_{max}, МПа;

– максимальные эквивалентные деформации ε_{max}, мм.

Для построения прогнозных суррогатных моделей выбирали два передовых алгоритма градиентного бустинга над решающими деревьями: XGBoost (Extreme Gradient Boosting) и CatBoost (Categorical Boosting) [8, 9]. Выбор данных алгоритмов обусловлен следующими научно-практическими факторами:

– высокая точность на табличных данных: градиентный бустинг применяется для работы с неоднородными табличными выборками малого и среднего объемов, значительно превосходя классические линейные модели и глубокие нейронные сети по скорости сходимости и устойчивости к переобучению;

– эффективная работа в условиях ограниченной выборки: оба алгоритма используют ансамблирование слабых учеников (деревьев решений) с последовательным исправлением ошибок предыдущих шагов, что минимизирует дисперсию прогноза на небольших массивах данных;

– устойчивость к мультиколлинеарности: входные биомеханические признаки (силы, моменты и жесткость) могут иметь скрытые взаимосвязи, однако древовидная структура базовых алгоритмов нечувствительна к масштабу и корреляции признаков.

Основное различие между алгоритмами – метод построения решающих деревьев:

– XGBoost строит асимметричные деревья, развивая их по принципу «лучший лист» (leaf-wise), обеспечивая максимальную гибкость и глубокую подстройку под нелинейные зависимости физических процессов;

– CatBoost использует симметричные (облигатные) деревья решений (depth-wise). В таких деревьях на каждом уровне применяется один и тот же критерий расщепления, что служит мощным встроенным механизмом регуляризации. Это делает данный алгоритм менее склонным к переобучению на малых выборках и позволяет ему сохранять высокую обобщающую способность, даже если параметры моделей использовались в базовой конфигурации без глубокой оптимизации.

Для обеспечения корректности сравнительной оценки алгоритмов обе модели обучались при одинаковых гиперпараметрах. Значения остальных параметров были выбраны в соответствии с технической документацией используемых программных пакетов и согласовывались с практикой решения аналогичных задач регрессии [10]. Параметры обучения суррогатных моделей представлены в табл. 2.

Таблица 2. Параметры обучения суррогатных моделей
Table 2. Training parameters of surrogate models

Параметр	Модель XGBoost	Модель CatBoost
Число деревьев	65	65
Максимальная глубина	5	5
Скорость обучения	0,1	0,1
Функция потерь	MSE	RMSE
*L*2-регуляризация	*reg_lambda* = 1,0	*l2_leaf_reg* = 3,0
*L*1-регуляризация	*reg_alpha* = 0	–
Схема ветвления	leaf-wise (асимметричная)	depth-wise (симметричная)

Результаты исследования

Проверка обученных суррогатных моделей выполнялась верификацией на тестовых сценариях, не участвовавших в обучении, и оценкой качества методом кросс-валидации. Для независимой верификации и оценки обобщающей способности суррогатных моделей использовалось четыре сценария, воспроизводящих сложные пространственные позы и комбинации нагрузок:

– сценарий 1: глубокий наклон вперед к полу из положения стоя, межпозвонковые диски в физиологической норме;

– сценарий 2: боковой наклон влево из положения сидя (рука вверх), начальная дегенерация межпозвонковых дисков;

– сценарий 3: боковой наклон туловища вправо, начальная дегенерация межпозвонковых дисков;

– сценарий 4: наклон держа вес (≈10 кг) в левой руке, межпозвонковые диски в физиологической норме.

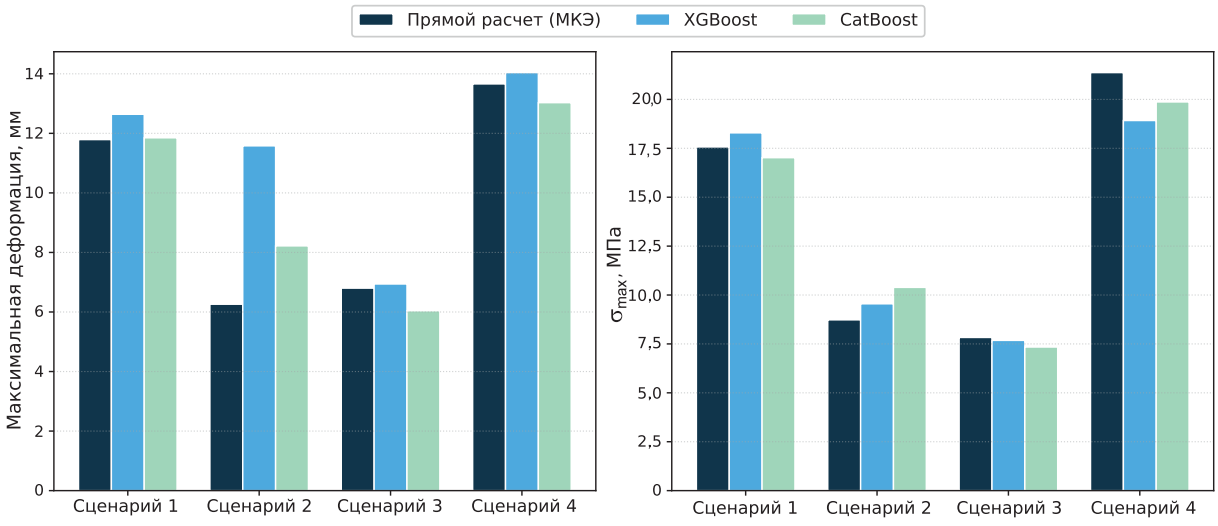
Физические параметры входных воздействий (вектор признаков X) приведены в табл. 3.

Таблица 3. Входные параметры расчетных биомеханических сценариев
Table 3. Input parameters for computational biomechanical scenarios

Сценарий	Модуль Юнга диска E, МПа	Изгибающий момент, Н·мм		Крутящий момент M_z, Н·мм	Осевая сила F_z, Н
		M_x	M_y		
1	42	4800	0	0	–1850
2	33	600	3200	800	–1150
3	33	0	–3300	0	–750
4	42	4300	1700	600	–2400

Сравнительный анализ моделей по максимальной деформации и максимальному эквивалентному напряжению

Программный расчет прогнозных значений максимальной деформации с использованием суррогатных моделей продемонстрировал качественные и количественные различия между применяемыми алгоритмами (рис. 2, *a*). В то же время анализ максимальных эквивалентных напряжений σ_{max} (рис. 2, *b*) по Мизесу позволил оценить прочностной отклик хрящевой ткани дисков для каждого тестового сценария.



a *b*

Рис. 2. Сравнительный анализ прогнозирования: *a* – максимальной деформации; *b* – максимального эквивалентного напряжения

Fig. 2. Comparative analysis of the prediction of: *a* – maximum deformation; *b* – maximum equivalent stress

Сравнительный анализ прогнозирования максимальной деформации показал высокую точность моделей машинного обучения при прогнозировании деформаций по сравнению с МКЭ-эталонами, при этом CatBoost продемонстрировал большую устойчивость. В сценарии 1 (глубокий наклон к полу) при КЭ-эталоне 11,79 мм модель XGBoost показала результат 12,64 мм (завышение на 7,2 %), а CatBoost – 11,85 мм, зафиксировав отклонение всего в 0,5 %. В условиях сценария 2 (боковой наклон влево, сидя) эталон МКЭ составил 6,26 мм – здесь алгоритм XGBoost продемонстрировал выраженное аппроксимационное перерегулирование в сочетанной позе, завысив деформационный критерий до 11,58 мм, тогда как алгоритм CatBoost проявил себя стабильнее, выдав прогноз 8,22 мм. Для сценария 3 (чистый боковой наклон вправо) при эталоне 6,80 мм алгоритм XGBoost зафиксировал значение 6,94 мм (+2,0 %), а CatBoost – 6,04 мм (отклонение 11,2 %). В сценарии 4 (наклон вперед с удержанием груза) МКЭ-эталон составил 13,66 мм, при этом прогноз XGBoost – 14,04 мм (+2,7 %), а CatBoost – 13,03 мм (–4,6 %).

По данным прямого численного расчета МКЭ, пиковые эквивалентные напряжения для статических сценариев 2 и 3 составляют 8,73 и 7,83 МПа соответственно. При глубоком наклоне к полу (сценарий 1) эталонное напряжение возрастает до 17,57 МПа, а в условиях интенсивного асимметричного нагружения с отягощением (сценарий 4) достигает максимума – 21,37 МПа.

Алгоритм XGBoost из-за асимметричного принципа ветвления деревьев решений продемонстрировал склонность к дискретной фиксации результатов на границах диапазонов. В сценарии 2 модель завысила прочностной критерий до 9,55 МПа, а под пиковой нагрузкой в сценарии 4, наоборот, занизила прогноз до 18,92 МПа (отклонение составило 11,4 %).

Алгоритм CatBoost показал высокую степень достоверности физического отклика по всем точкам интерполяции. Его предсказания для сценариев 1, 2, 3 и 4 составили 17,02, 10,39, 7,34 и 19,87 МПа соответственно. Отклонение от эталона МКЭ в большинстве точек не превышает 7,0 %. Использование регулярных симметричных деревьев решений послужило эффективным встроенным регуляризатором, позволившим CatBoost успешно сгладить локальные сеточные шумы малого тренировочного набора данных и точно воспроизвести непрерывную физическую поверхность отклика прочностных параметров даже в промежуточных координатах.

Оценка качества моделей

Оценка качества моделей проводилась методом пятикратной кросс-валидации. Для каждой целевой переменной рассчитывались среднеквадратичная ошибка RMSE, средняя абсолютная ошибка MAE и коэффициент детерминации RI. В табл. 4 приведены полученные значения метрик качества суррогатных моделей.

Таблица 4. Метрики качества суррогатных моделей
Table 4. Quality metrics of surrogate models

Целевой параметр	Модель	RMSE	MAE	*R*I
Максимальное напряжение, МПа	XGBoost	0,902	0,696	0,959
	CatBoost	0,961	0,743	0,953
Максимальная деформация, мм	XGBoost	0,990	0,731	0,964
	CatBoost	0,845	0,621	0,974

По результатам кросс-валидации обе модели показали сопоставимую точность. Алгоритм XGBoost незначительно превзошел CatBoost по точности прогнозирования максимального напряжения (RI = 0,959 против 0,953), тогда как CatBoost показал более высокую точность по деформации (RI = 0,974 против 0,964). Различие между алгоритмами проявляется преимущественно в характере поведения на отдельных точках: XGBoost демонстрирует склонность к смещению прогнозов вблизи границ обучающего диапазона, тогда как CatBoost обеспечивает более стабильное воспроизведение физического отклика.

Оценка относительной значимости входных факторов

Для раскрытия внутренней логики принятия решений алгоритмами проводился анализ относительного вклада входных признаков в формирование прогнозного биомеханического отклик-сигнала (рис. 3).

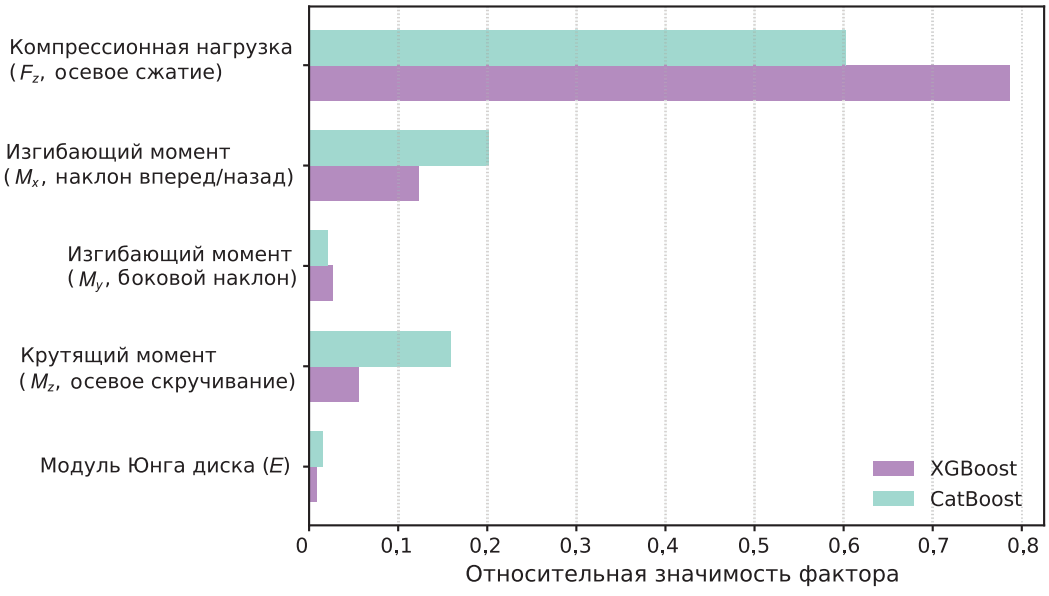


Рис. 3. Сравнительный анализ относительной значимости входных биомеханических признаков
Fig. 3. Comparative analysis of the relative importance of input biomechanical features

Оба алгоритма определили входную сжимающую силу F_z как доминирующий фактор. Однако в структуре XGBoost зафиксировано гипертрофированное смещение веса в сторону входа F_z (около 80 %) при игнорировании моментов M_x, M_y и M_z (суммарно – менее 15 %). Модель CatBoost продемонстрировала физически обоснованное и сбалансированное распределение значимости факторов при пространственном нагружении элементов позвоночника: вклад компрессионной нагрузки составил 58 %, изгибающего момента вперед/назад – 19 %, изгибающего момента бокового наклона – 5 %, крутящего момента – 16 %. Минимальный вклад модуля Юнга в обеих моделях (менее 2 %) объясняется тем, что вариация упругих свойств хряща оказывает локальное модулирующее действие преимущественно на выходные деформации, тогда как общий уровень напряжений зависит от внешнего силового вектора.

Заключение

1. Предложен гибридный подход, который успешно решает проблему «статичности» данных компьютерной томографии. Используя исходную геометрию, полученную в положении лежа, суррогатные модели позволяют прогнозировать напряженно-деформированное состояние для сложных физиологических поз (глубокие наклоны к полу, боковые наклоны, асимметричное удержание груза) и вариантов нагружения человека. Прямой расчет данных состояний методом конечных элементов затруднен в клинической практике из-за невозможности оперативного построения динамических расчетных сеток для каждого положения туловища стоя или сидя.

2. Проведена сравнительная оценка алгоритмов машинного обучения. Выявлено, что алгоритм XGBoost склонен к аппроксимационному перерегулированию в промежуточных точках деформирования. Алгоритм CatBoost за счет использования регулярных симметричных деревьев решений обеспечивает физически непрерывную поверхность отклика и демонстрирует высокую точность интерполяции.

Список литературы

1. Гусева, В. Р. Дегенеративно-дистрофические заболевания позвоночника, патогенез, клинические проявления, диагностика, лечение / В. Р. Гусева, В. В. Никитина // Флагман науки. 2023. С. 55–64.
2. Automatic Generation of Subject-Specific Finite Element Models of the Spine from Magnetic Resonance Images / J. Kok [et al.] // Frontiers in Bioengineering and Biotechnology. 2023. Vol. 11.
3. Напряженно-деформированное состояние поясничного отдела позвоночника в III стадии дегенеративного процесса / Е. Л. Цитко [и др.] // Мультидисциплинарный подход к диагностике и лечению коморбидной патологии: сб. науч. ст. Респуб. науч.-практ. конф. с междунар. участием, Гомель, 29–30 нояб. 2018 г. Гомель: Гомельск. гос. мед. ун-т, 2018. С. 506–509.
4. Kurachka, K. Automation of Primary Diagnostics of Diseases of the Human Lumbar Spine Using Intelligent Analysis of CT Images / K. Kurachka, X. Wang // Open Semantic Technologies for Intelligent Systems: Research Papers Collection. 2025. Iss. 9. P. 355–360.
5. Семенченя, Т. С. Математическая модель напряженно-деформированного состояния поясничного отдела позвоночника человека на основе анализа КТ-изображений / Т. С. Семенченя, К. С. Курочка // Информационные технологии и системы: материалы Междунар. науч. конф., Минск, 19 нояб. 2025 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2025. С. 177–178.
6. Developing of a Mathematical Model to Perform Measurements of Axial Vertebral Rotation on Computer-Aided and Automated Diagnosis Systems, Using Raimondi's Method / J. Hurtado-Aviles [et al.] // Radiology Research and Practice. 2021. Vol. 1. P. 55–64.
7. Effective Modulus of the Human Intervertebral Disc and Its Effect on Vertebral Bone Stress / H. Yang [et al.] // Journal of Biomechanics. 2016. Vol. 49. P. 1134–1140.
8. Чумаченко, Е. Н. Расчет напряженно-деформированного состояния двигательного сегмента позвоночника при нагрузках / Е. Н. Чумаченко, И. В Логашина // Авиакосмическая и экологическая медицина. 2014. Т. 48, № 5. С. 51–57.
9. Массарон, Л. Машинное обучение на табличных данных: XGBoost, глубокое обучение и ИИ / Л. Массарон, М. Райан. СПб.: Питер, 2026.
10. Probst, P. Tunability: Importance of Hyperparameters of Machine Learning Algorithms / P. Probst, A.-L. Boulesteix, B. Bischl // Journal of Machine Learning Research. 2019. Vol. 20, No 53. P. 1–32.

Поступила 04.08.2026 Принята в печать 08.09.2026

References

1. Guseva V. R., Nikitina V. V. (2023) Degenerative-Dystrophic Diseases of the Spine, Pathogenesis, Clinical Manifestations, Diagnosis, Treatment. *Flagship of Science*. 55–64 (in Russian).
2. Kok J., Shcherbakova Y. M., Schlosser T. P., Seevinck P. R., Velden T. A., Castelein R. M., et al. (2023) Automatic Generation of Subject-Specific Finite Element Models of the Spine from Magnetic Resonance Images. *Frontiers in Bioengineering and Biotechnology*. 11.
3. Tsitko E. L., Smeyanovich A. F., Astapovich E. S., Tsitko E. V. (2018) Stress-Strain State of the Lumbar Spine at Stage III of the Degenerative Process. *Multidisciplinary Approach to the Diagnosis and Treatment of Comorbid Pathology, Collection of Scientific Papers from the Republican Scientific and Practical Conference with International Participation, Gomel, Nov. 29–30*. Gomel, Gomel State Medical University. 506–509 (in Russian).

4. Kurachka K., Wang X. (2025) Automation of Primary Diagnostics of Diseases of the Human Lumbar Spine Using Intelligent Analysis of CT Images. *Open Semantic Technologies for Intelligent Systems, Research Papers Collection*. (9). 355–360.
5. Semenchenya T. S., Kurochka K. S. (2025) Mathematical Model of the Stress-Strain State of the Human Lumbar Spine Based on the Analysis of CT Images. *Information Technologies and Systems, Proceedings of the International Scientific Conference, Minsk, Nov. 19*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 177–178 (in Russian).
6. Hurtado-Aviles J., Roca-Gonzalez J., Kurochka K. S., Manuel Sanz-Mengibar J., Santonja-Medina F. (2021) Developing of a Mathematical Model to Perform Measurements of Axial Vertebral Rotation on Computer-Aided and Automated Diagnosis Systems, Using Raimondi's Method. *Radiology Research and Practice*. 1, 55–64.
7. Yang H., Jekir M. G., Davis M. W., Keaveny T. M. (2016) Effective Modulus of the Human Intervertebral Disc and Its Effect on Vertebral Bone Stress. *Journal of Biomechanics*. 49, 1134–1140.
8. Chumachenko E. N., Logashina I. V. (2014) Calculation of the Stress-Strain State of the Spinal Motion Segment Under Loads. *Aerospace and Environmental Medicine*. 48 (5), 51–57 (in Russian).
9. Massaron L., Ryan M. (2026) *Machine Learning on Tabular Data: XGBoost, Deep Learning, and AI*. Saint Petersburg, Piter Publ. (in Russian).
10. Probst P., Boulesteix A.-L., Bischl B. (2019) Tunability: Importance of Hyperparameters of Machine Learning Algorithms. *Journal of Machine Learning Research*. 20 (53), 1–32.

Received: 4 August 2026 Accepted: 8 September 2026

Сведения об авторе

Семенченя Т. С., асп., ст. преп. каф. информационных технологий, Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого

Адрес для корреспонденции

246746, Республика Беларусь,
Гомель, просп. Октября, 48
Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого
Тел.: +375 25 538-03-71
E-mail: levts@gstu.by
Семенченя Татьяна Сергеевна

Information about the author

Semenchenia T., Postgraduate, Senior Lecturer at the Department of Information Technology, Sukhoi State Technical University of Gomel

Address for correspondence

246746, Republic of Belarus,
Gomel, Oktyabrya Ave., 48
Sukhoi State
Technical University of Gomel
Tel.: +375 25 538-03-71
E-mail: levts@gstu.by
Semenchenia Tatyana

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 A 61 B 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 радиоэлек., 2022. С. 93–97.
8. Измеритель иммитанса Е7-20 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.mnipi.ru/products.php?group=6&device=0. Дата доступа: 07.05.2023.

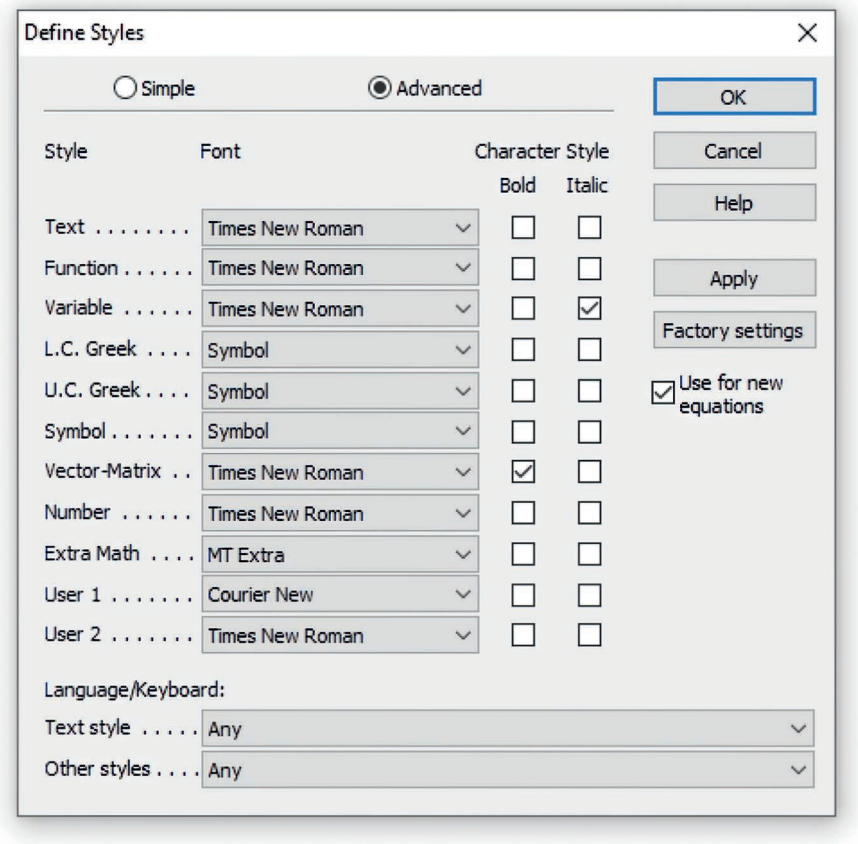
Оформление не попавших в перечисленные выше примеры литературных источников смотрите в таблице Приложения 2 указанной инструкции.

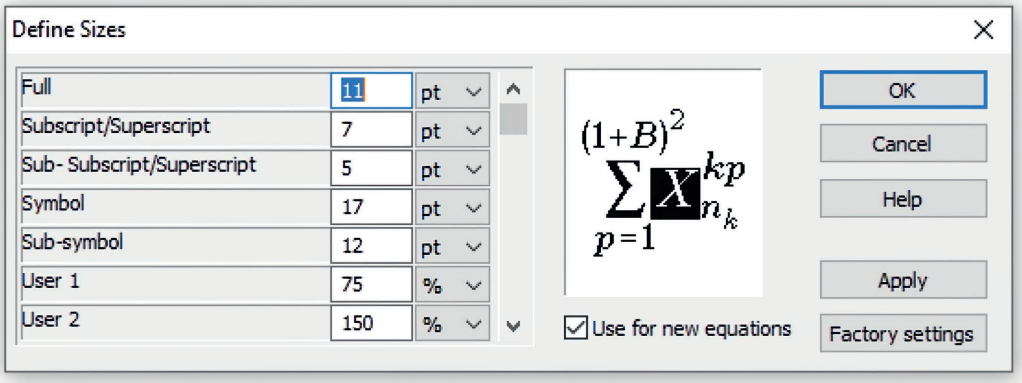
При оформлении раздела **REFERENCES** в цитируемой публикации следует указывать ВСЕХ авторов (если их более 6-ти, то после 6-го ставить et al. – см. пример под цифрами 5, 6).

1. Kasami T., Tokura N., Ivadari 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. *Immitance 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





ДЛЯ ЗАМЕТОК