

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2026 • Том 29, № 1



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
2026, том 29, № 1**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.



ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Редакционная коллегия

В.М. Рулевский, д.т.н., профессор, ректор Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), научный руководитель направления НИИ АЭМ ТУСУР, Томск (*гл. редактор*).

А.А. Шелупанов, чл.-корр. РАН, д.т.н., профессор, президент ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск (*зам. гл. редактора*).

С.П. Куксенко, д.т.н., профессор, проф. каф. телевидения и управления, проректор по НРИИ ТУСУР, Томск (*зам. гл. редактора*).

Б.А. Беляев, д.т.н., профессор, зав. лабораторией ЭИСВЧЭ Института физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск.

В.А. Богущ, д.ф.-м.н., профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, Минск.

С.А. Гаврилов, д.т.н., профессор, ректор НИУ «Московский институт электронной техники», лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва.

Т.Р. Газизов, д.т.н., профессор, зав. каф. телевидения и управления ТУСУР, Томск.

Е.Б. Грибанова, д.т.н., доцент, профессор каф. автоматизированных систем управления ТУСУР, Томск.

А.М. Заболоцкий, д.т.н., профессор, директор института радиоэлектронной техники ТУСУР, Томск.

Д.П. Зегжда, чл.-корр. РАН, д.т.н., профессор, директор института кибербезопасности и защиты информации Санкт-Петербургского политехнического университета, Санкт-Петербург.

А.М. Кориков, д.т.н., проф. каф. автоматизированных систем управления ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, почетный работник науки и техники РФ, почетный работник высшего профессионального образования РФ, Томск.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН, д.ф.-м.н., вице-президент РАН, научный руководитель Института автоматизации и процессов управления Дальневосточного отделения РАН, Владивосток.

П.С. Ложников, д.т.н., профессор, проректор по НРИИД Омского государственного технического университета (ОмГТУ), зав. каф. комплексной защиты информации, гл.н.с. научно-исследовательской лаборатории информационной безопасности ОмГТУ, Омск.

Н.Д. Малиутин, д.т.н., профессор, проф. каф. конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры ТУСУР, гл.н.с. НИИ систем электрической связи ТУСУР, Томск.

А.С. Марков, д.т.н., с.н.с., президент ЗАО «НПО «Эшелон», зав. каф. НИЯУ МИФИ, проф. каф. МГТУ им. Н.Э. Баумана, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники, почетный работник науки и высоких технологий РФ, Москва.

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН Республики Армения, д.т.н., профессор, директор образовательного департамента ЗАО «Синописис Армения», заслуженный деятель науки Республики Армения, Ереван.

А.А. Мицель, д.т.н., профессор, проф. каф. автоматизированных систем управления ТУСУР, Томск.

Д.Ю. Муромцев, член-корр. РАЕН, д.т.н., профессор, проректор по научно-инновационной деятельности Тамбовского государственного технического университета, Тамбов.

С.Д. Одинцов, д.ф.-м.н., профессор, иностранный член Норвежской академии наук, проф.-исследователь Института космических наук (ICREA), Барселона.

А.В. Осипов, д.т.н., в.н.с. инженерно-исследовательского центра космических технологий ТУСУР, доцент каф. промышленной электроники ТУСУР, Томск.

Н.А. Ратахин, академик РАН, д.ф.-м.н., советник директора, гл.н.с. Института сильноточной электроники СО РАН, Томск.

В.К. Сарьян, академик НАН Республики Армения, д.т.н., профессор, проф. каф. радио и информационных технологий факультета радиотехники и кибернетики МФТИ, заслуженный работник связи РФ, лауреат Государственной премии РФ в области науки и техники, лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Москва.

А.Р. Сафин, д.ф.-м.н., профессор РАН, рук. лаб. антиферромагнитной спинтроники, зам. директора по научной работе ФГБУН Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН; проф. каф. формирования и обработки радиосигналов НИУ «МЭИ», Москва.

И.А. Ходашинский, д.т.н., профессор, проф. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУР, Томск.

В.В. Шайдуров, академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, директор Института вычислительного моделирования СО РАН Федерального исследовательского центра «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук» (ФИЦ КНЦ СО РАН), зав. каф. вычислительных и информационных технологий Сибирского федерального университета, Красноярск.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., профессор, проф. каф. электронных приборов ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, член Оптического общества Америки (OSA), член Международного НТО IEEE/LEOS инженеров по электротехнике и электронике, действительный член Оптического общества им. Д.С. Рождественского, Томск.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., профессор, советник при ректорате по комплексным вопросам функционирования университета, зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУР, научный руководитель НИИ АЭМ ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Томск.

Адрес издателя, редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. МК, каб. 310/2, тел. +7 (382-2) 70-15-82, 51-21-21. Эл. почта: journal@tusur.ru

Свидетельство о регистрации СМИ выдано Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства

в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия: ПИ № ФС 77-19130

Учредитель: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Подписной индекс 20648 в каталоге агентства «Урал-Пресс»: газеты и журналы.

Верстка, техническое редактирование, подготовка оригинал-макета В.М. Бочкаревой. Корректор В.Г. Лихачева.

Адрес типографии: ООО «Дельтаплан». 634041, г. Томск, ул. Тверская, 81, т. 435-400, 434-600

Editorial board

Viktor M. Rulevskiy	Dr. Sc. Eng., Professor, Rector of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Scientific Director of the Research Institute of AEM TUSUR, Tomsk (Editor-in-Chief).
Alexander A. Shelupanov	Corr. Member of the RAS, Dr. Sc. Eng., Professor, President of TUSUR, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation (RF), Honorary Worker of Science and Technology of RF, Laureate of RF Government Prize in Education, Twice Laureate of RF Government Prize in Science and Technology, Tomsk (Deputy Editor in Chief).
Sergey P. Kuksenko	Dr. Sc. Eng., Professor, Prof., Dept. of Television and Control, TUSUR Vice-Rector for Research and Innovation of TUSUR, Tomsk (Deputy Editor-in-Chief).
Boris A. Belyaev	Dr. Sc. Eng., Professor, Head of the Electromagnetic Computing and Microwave Electronics Laboratory, L.V. Kirensky Institute of Physics SB RAS, Honored Inventor of Russia, Krasnoyarsk.
Vadim A. Bogush Minsk.	Dr. Phys.-Math. Sci., Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Sergei A. Gavrilov	Dr. Sc. Eng., Professor, Rector of the National Research University «Moscow Institute of Electronic Technology», Laureate of RF Government Prize in Education, Moscow.
Talgat R. Gazizov	Dr. Sc. Eng., Professor, Head of the Dept. of Television and Control, TUSUR, Tomsk.
Ekaterina B. Gribanova	Dr. Sc. Eng., Associate Professor, Prof., Dept. of Automated Control Systems, TUSUR, Tomsk.
Alexander M. Zabolotsky	Dr. Sc. Eng., Professor, Director of the Institute of Radioelectronic Engineering, TUSUR, Tomsk.
Dmitry P. Zegzhda	Corr. Member of the RAS, Dr. Sc. Eng., Professor, Director of the Institute of Cybersecurity and Information Protection, St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg.
Anatoly M. Korikov	Dr. Sc. Eng., Professor, Prof., Dept. of Automated Control Systems, TUSUR, Honored Scientist of RF, Honorary Worker of Science and Technology of RF, Honorary Worker of Higher Professional Education of RF, Tomsk.
Yury N. Kulchin	Academician of the RAS, Dr. Phys.-Math. Sci., Vice-President of the RAS, Scientific Director of the Institute of Automation and Control Processes FEB RAS, Vladivostok.
Pavel S. Lozhnikov	Dr. Sc. Eng., Professor, Vice-Rector for Research and Innovation of Omsk State Technical University (OmSTU), Head of Department «Complex Information Security», OmSTU, Omsk.
Nikolay D. Malyutin	Dr. Sc. Eng., Professor, Chief Researcher, Research Institute of Electrical Communication Systems, Prof., Dept. of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR, Tomsk.
Alexey S. Markov	Dr. Sc. Eng., Senior Researcher, President at NPO Echelon, Laureate of RF Government Prize in Science and Technology, Honorary Worker of Science and High Technologies of RF, Moscow.
Vazgen Sh. Melikyan	Corr. Member of the National Academy of Sciences of the Republic of Armenia, Dr. Sc. Eng., Professor, Director of the Educational Department of ZAO Synopsys Armenia, Honored Scientist of the Republic of Armenia, Yerevan.
Arthur A. Mitsel	Dr. Sc. Eng., Associate Professor, Prof., Dept. of Automated Control Systems, TUSUR, Tomsk.
Dmitry Yu. Muromtsev	Corr. Member of the RAES, Dr. Sc. Eng., Professor, Vice-Rector for Research and Innovation, Tambov State Technical University, Tambov.
Sergey D. Odintsov	Dr. Phys.-Math. Sci., Professor, Foreign Member of the Royal Academy Norway and the European Physical Society, Research Professor, Institute of Space Sciences (ICREA), Barcelona, Spain.
Alexander V. Osipov	Dr. Sc. Eng., Associate Professor of the Department of Industrial Electronics TUSUR, Senior Researcher at the TUSUR Space Technology Engineering Research Center, Tomsk.
Nikolay A. Ratakhin	Academician of the RAS, Dr. Phys.-Math. Sci., Advisor to the Director, Chief Researcher, Institute of High Current Electronics, SB RAS, Tomsk.
Vilyam K. Saryan	Academician of the National Academy of Sciences of the Republic of Armenia, Dr. Sc. Eng., Professor, Prof., Dept. of Radio and Information Technologies, Faculty of Radio Engineering and Cybernetics, Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Laureate of the State Prize of the Russian Federation in the field of Science and Technology, Laureate of RF Government Prizes in the field of Science and Technology, Moscow.
Ansar R. Safin	Dr. Phys.-Math. Sci., Professor of the RAS, Head of the Antiferromagnetic Spintronics Lab, Deputy Director for Research, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS, Prof., Dept. of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University "MPEI", Moscow.
Ilya A. Hodashinsky	Dr. Sc. Eng., Professor, Prof., Dept. of Computer Control and Design Systems, TUSUR, Tomsk.
Vladimir V. Shaidurov	Corr. Member of the RAS, Dr. Phys.-Math. Sci., Professor, Director, Institute of Computational Modeling SB RAS, Chief Researcher, Computational Mathematics Department, ICM SB RAS, Federal Research Center, Krasnoyarsk Scientific Center, SB RAS, Krasnoyarsk.
Stanislav M. Shandarov	Dr. Phys.-Math. Sci., Professor, Prof., Dept. of Electronic Devices, TUSUR, Honored Worker of Higher Education of the Russian Federation, Member of the Optical Society of America (OSA), Member of the IEEE/LEOS International Scientific and Technical Society of Electrical and Electronic Engineers, Full Member of the D.S. Rozhdestvensky Optical Society, Tomsk.
Yury A. Shurygin	Dr. Sc. Eng., Professor, Advisor to the Rector's Office on Complex Issues of University Functioning, TUSUR, Head of the Department of Computer Control and Design Systems, TUSUR, Scientific Director of the Research Institute of Automation and Electromechanics (RIAE)

Содержание

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Власов С.В.	
Обзор современных средств защиты интегральных схем от кондуктивных электромагнитных помех	7
Красненко Н.П., Рыбаков И.А., Трофимов Г.А.	
Адаптивное подавление внешних шумов в системах акустического зондирования атмосферы	20
Шерemet Н.В., Фокин Г.А.	
Экспериментальная апробация SDR-демонстратора технологии диаграммообразования	27
Чжан В., Газизов Т.Р.	
Применение алгоритма адаптивной экспоненциальной минимальной суммы для декодирования в системе связи низколетящих беспилотных летательных аппаратов	40
Полторыхин К.М., Семенов Э.В.	
Мера нелинейности и оценка погрешности измерения характеристических функций устройств основной полосы частот второго порядка	46
Шинкевич А.С., Покаместов Д.А., Крюков Я.В., Шалин Г.Н., Еремеев С.А., Ильинский Д.Е.	
Множественный доступ с разделением по скорости: современное состояние и перспективы развития	53
Иванов А.А.	
Численный решатель для электродинамического анализа антенн и СВЧ-устройств методом конечных разностей во временной области	68
Хмара И.В., Данилов Д.С., Загородний А.С., Шарангович С.Н.	
Сверхширокополосный диплексерный переключатель диапазона 0–50 ГГц для контрольно-измерительной аппаратуры	75
Ходжиков Д.В., Коряковцев А.С., Коколов А.А.	
Обзор схемных решений высокоскоростных драйверов ВПЛ на интегральных технологиях	82

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Мелехов Н.А., Якименко В.С., Сенченко П.В.	
Платформа персонализированных рекомендаций медиаконтента на основе коллаборативной фильтрации	95
Ехлаков Ю.П., Симонов Т.С., Тишаева А.Г.	
Методика информационной поддержки управления личностным благополучием сотрудника ИТ-компании	102
Иванов А.В., Киселев М.А.	
Методика оценки качества логирования событий информационной безопасности в итерационно-управленческом цикле с применением метрики дефицита логирования	114
Ветров И.А., Сацута А.И., Подтопелный В.В.	
Специфика выявления компрометации обучающих данных систем искусственного интеллекта	124
Саира, Капустин В.В., Тисленко А.А.	
Управление шестиосевым роботизированным манипулятором с использованием автоматической 3D-локализации целевых объектов на основе стереоскопического зрения.....	135
Шелупанов А.А., Костюченко Е.Ю., Погорелов Г.Л., Никитин Н.Д., Максимов А.В.	
Оценка качества синтеза речи с применением попарного сравнения и сиамской нейронной сети	144
Кульшин Р.С., Сидоров А.А.	
Двухконтурная концепция выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов для бизнеса в цифровой среде	152
Аскеров З.Х.	
Экспериментальная оценка самообучающейся рекомендательной системы для банковского сектора	160

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Перевощиков Ф.В., Букреев В.Г.	
Применение адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода для улучшения спектральных характеристик фазного тока двигателя	169
Гарганеев А.Г., Ибрагим А.И., Ульянов Д.И., Федоров Д.Ф.	
Повышение энергетической эффективности тяговых электродвигателей транспортных средств.....	178
Полынцев Е.С., Бартенев А.И., Кодорова И.Ю., Аксёнов А.А., Кагадей В.А.	
Высокоплотный DC-DC-преобразователь на основе силовых GaN-микросборок для применения в автономных системах электропитания	185
Требования	193

Contents

ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING AND COMMUNICATIONS

Vlasov S.V.	
A Review of Modern Methods for Protecting Integrated Circuits against Conducted Electromagnetic Interference	7
Krasnenko N.P., Rybakov I.A., Trofimov G.A.	
Adaptive suppression of external noise in atmospheric acoustic sounding systems.....	20
Sheremet N.V., Fokin G.A.	
Experimental Validation of an SDR Demonstrator for Beamforming Technology.....	27
Zhang W., Gazizov T.R.	
Applying the adaptive exponential min-sum decoding algorithm in a communication system of low-altitude unmanned aerial vehicles	40
Poltorykhin K.M., Semyonov E.V.	
Nonlinearity Measure and Measurement Error Estimation for Characteristic Functions of Second-Order Baseband Devices	46
Shinkevich A.S., Pokamestov D.A., Kryukov Y.V., Shalin G.N., Ereemeev S.A., Ilinskiy D.E.	
Rate Splitting Multiple Access: Current State and Development Prospects.....	53
Ivanov A.A.	
FDTD-based Numerical Solver for Electrodynamics Analysis of Microwave devices and Antennas	68
Khmara I.V., Danilov D.S., Zagorodniy A.S., Sharangovich S.N.	
A 0–50 GHz Ultra-Wideband Diplexing Switch for Test and Measurement Equipment.....	75
Khajikov D.V., Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A.	
Review of circuit designs for high-speed VCSEL drivers based on integrated technologies	82

CONTROL, COMPUTER SCIENCE AND INFORMATICS

Melekhov N.A., Yakimenko V.S., Senchenko P.V.	
Platform for Personalized Media Content Recommendations Based on Collaborative Filtering	95
Yekhlakov Yu.P., Simonov T.S., Tishaeva A.G.	
A Methodology for Information Support of Employee Well-Being Management in an IT Company	102
Ivanov A.V., Kiselev M.A.	
Methodology for Assessing the Quality of Information Security Event Logging in an Iterative Management Cycle Using the Logging Deficit Metric.....	114
Vetrov I.A., Satsuta A.I., Podtopelny V.V.	
Specifics of Detecting Training Data Compromise in Artificial Intelligence Systems.....	124
Saira, Kapustin V.V., Tislenko A.A.	
Control of a six-axis robotic manipulator using automatic 3D localization of target objects based on stereoscopic vision.....	135
Shelupanov A.A., Kostyuchenko E.Y., Pogorelov G.L., Nikitin N.D., Maksimov A.V.	
Speech Synthesis Quality Assessment Using Pairwise Comparison and Siamese Neural Networks	144
Kulshin R.S., Sidorov A.A.	
A Dual-Loop Framework for Selecting and Optimizing Recommendation Algorithms for Business in a Digital Environment	152
Askerov Z.K.	
Experimental evaluation of a self-learning recommender system for the banking sector	160

ELECTRICAL ENGINEERING

Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G.	
Application of an Adaptive Voltage Regulator for a Standalone Inverter of an Induction Electric Drive to Improve the Spectral Characteristics of the Motor Phase Current.....	169
Garganev A.G., Ibrahim A.I., Ulyanov D.I., Fedorov D.F.	
Improving the Energy Efficiency of Vehicle Traction Electric Motors	178
Polyntsev E.S., Bartenev A.I., Kodorova I.Y., Aksenov A.A., Kagadey V.A.	
High power density DC-DC-converter based on GaN multi-chip power micromodule for autonomous power supply systems	185
Manuscript requirements.....	193

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

**В разделе статьи по следующим специальностям
(технические науки)**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.16. Радиолокация и радионавигация.

УДК 621.372

Шифр специальности ВАК: 2.2.14

С.В. Власов

Обзор современных средств защиты интегральных схем от кондуктивных электромагнитных помех

Актуальность. Снижение питающих напряжений и рост тактовых частот современных интегральных схем повышают их уязвимость к кондуктивным электромагнитным помехам, что делает задачу эффективной защиты критически важной для обеспечения надёжности электронных систем. **Цель исследования.** Систематизация и сравнительный анализ современных средств защиты интегральных схем от кондуктивных электромагнитных помех с выявлением наиболее перспективных направлений их развития. **Методы.** Сравнительный анализ опубликованных технических решений, классификация по принципу действия, типу компонентов и уровню интеграции, а также сравнение характеристик рассматриваемых устройств. **Научная новизна.** Предложена классификация средств защиты интегральных схем от электромагнитных помех, охватывающая принцип действия, тип компонентов и уровень интеграции одновременно. **Результаты.** Установлено, что пассивные фильтры обеспечивают высокую надёжность, однако ограничены на высоких частотах и в условиях миниатюризации; активные фильтры обладают адаптивностью, но уязвимы к мощным воздействиям и требуют дополнительного энергопотребления; гибридные решения представляют наиболее сбалансированный подход, сочетая широкополосность и адаптивность при приемлемой устойчивости к внешним воздействиям. **Практическая значимость.** Результаты работы могут применяться при проектировании помехозащищённых интегральных схем для телекоммуникационного оборудования, систем радиосвязи, авиакосмической и военной электроники, а также служить основой для выбора архитектуры фильтра на этапе схемотехнического проектирования.

Ключевые слова: активные фильтры, гибридные фильтры, интегральная схема, помехозащита, пассивные фильтры, электромагнитная помеха, электромагнитная совместимость.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-7-19

Введение

Современные интегральные схемы (ИС) функционируют при существенно сниженных уровнях питающих напряжений и возрастающих тактовых частотах, что делает их все более чувствительными к внешним электромагнитным воздействиям. Миниатюризация структур и повышение степени интеграции приводят к тому, что даже кратковременные импульсные электромагнитные помехи (ЭМП) способны вызывать деградацию характеристик или полный отказ электронных устройств [1–3]. Дополнительную уязвимость создаёт внедрение высокоскоростных интерфейсов передачи данных, характеризующихся малым временем нарастания сигналов и высокими уровнями электромагнитных излучений, что приводит к увеличению уровня как кондуктивных, так и излучаемых помех [4]. В совокупности эти факторы требуют разработки эффективных и миниатюрных средств защиты, способных обеспечивать электромагнитную совместимость без ухудшения электрических характеристик и технологической совместимости ИС нового поколения.

Источники кондуктивных ЭМП могут быть как природные, так и преднамеренные, сопровождающиеся резкими изменениями электрических и магнитных полей. К основным видам таких воздействий относятся электростатические разряды [5], быстрые переходные процессы в коммутационных цепях [6], а также грозовые [7] и преднамеренно генерируемые

электромагнитные импульсы [8]. Электростатические разряды возникают вследствие накопления и мгновенного высвобождения заряда на поверхностях полупроводниковых структур, что приводит к возникновению кратковременных, но чрезвычайно мощных импульсов напряжения и тока, способных вызвать деградацию или пробой тонких оксидных слоёв в элементах ИС.

Согласно стандарту JESD22-A114F [9], импульс электростатического разряда по модели человеческого тела характеризуется амплитудой тока до 2 А и длительностью фронта порядка 10 нс, что формирует широкополосный спектр с энергией до нескольких сотен мегагерц. Быстрые переходные процессы в цепях питания и силовых преобразователях обусловлены высокой скоростью переключения полупроводниковых приборов. Эта скорость характеризуется малым временем нарастания амплитуд токов и напряжений, что, в свою очередь, формирует широкий спектр ЭМП.

В соответствии с МЭК 61000-4-4 [10], такие импульсы имеют амплитуду напряжения до 4 кВ при параметрах 5/50 нс с преобладающей спектральной плотностью в диапазоне частот 1–100 МГц. Естественные атмосферные разряды, в частности, молнии, способны индуцировать значительные токи в токопроводящих элементах и линиях связи даже на удалённом расстоянии от эпицентра разряда; нормированный грозовой импульс формы 1,2/50 мкс по МЭК

61000-4-5 [11] отличается высокой амплитудой при относительно низкочастотном спектре с основной энергией на частотах до 1 МГц. Все указанные воздействия существенно различаются по амплитуде, времени нарастания сигнала и спектру частот, что определяет выбор метода фильтрации и достигаемое ослабление помехи на входных цепях ИС. На рис. 1 представлены осциллограммы токов и напряжений кондуктивных ЭМП.

Наиболее опасную категорию составляют преднамеренно генерируемые высокоинтенсивные электромагнитные импульсы, создаваемые специализированными мощными импульсными генераторами, целенаправленно применяемыми для дестабилизации электронных систем. Требования к характеристикам таких воздействий и методам испытаний на устойчивость к ним регламентируются стандартом MIL-STD-461G [13] для военной техники, а также стандартом МЭК 61000-4-36 [14], устанавливающим методы испытаний на устойчивость к высокоинтенсивным электромагнитным импульсам для гражданских систем. Все указанные воздействия характеризуются высокой амплитудой, малым временем нарастания сигнала и широкополосным спектром, что значительно осложняет их подавление традиционными средствами фильтрации. На рис. 2 представлено частотное распределение спектральной плотности естественных и искусственных ЭМП [12].

Проблема защиты от ЭМП актуальна не только в военной и аэрокосмической технике, где надёжность играет ключевую роль, но и в коммерческой электронике, включая телекоммуникационное оборудование, системы радиосвязи и т.д. [15–17]. При этом рост плотности компонентов повышает требования к электромагнитной совместимости и устойчивости ИС к ЭМП [18].

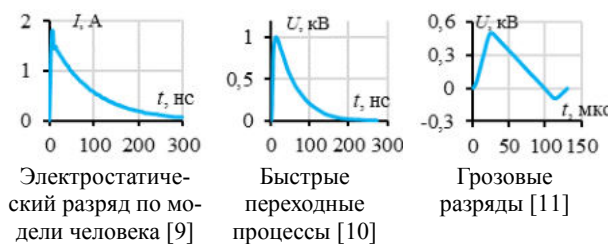


Рис. 1. Осциллограммы кондуктивных ЭМП

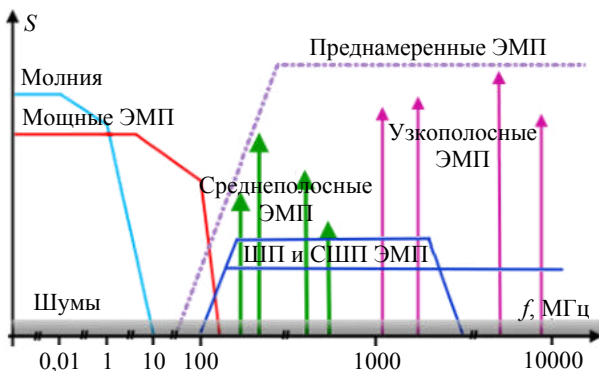


Рис. 2. Частотное распределение спектральной плотности естественных и искусственных ЭМП

Современные ИС представляют собой сложные и дорогостоящие устройства, отказ даже отдельных компонентов которых может привести к выходу из строя всей системы, поскольку их восстановление в условиях эксплуатации практически невозможно.

Для защиты ИС от кондуктивных ЭМП в настоящее время применяется широкий ряд решений, начиная от простейших фильтрующих элементов и заканчивая интегрированными активными схемами подавления. Существующие средства защиты могут быть классифицированы по нескольким ключевым признакам: по принципу действия, типу компонентов, месту интеграции.

Целью данной работы является анализ и систематизация современных средств ослабления кондуктивных ЭМП на уровне ИС, выявление ключевых компромиссов между эффективностью, степенью интеграции и энергопотреблением, а также определение наиболее перспективных направлений для дальнейших исследований. Классификация средств защиты ИС от ЭМП, предложенная автором на основе принципа действия, типа компонентов и уровня интеграции, показана на рис. 3.

Предложенная классификация построена по трём независимым признакам. Первый признак – принцип действия – отражает физический механизм воздействия на энергию ЭМП: её ослабление за счёт частотно-селективных свойств, отвод в землю или в обход защищаемого узла, либо поглощение и преобразование в тепло. Второй признак – тип используемых компонентов – разделяет средства защиты на пассивные, не требующие источника питания, активные, использующие полупроводниковые переходы для усиления и компенсации, и гибридные, совмещающие оба подхода. Третий признак – место расположения по отношению к ИС – определяет уровень интеграции защитного решения: внешнее исполнение на уровне печатной платы, размещение в корпусе или на подложке ИС либо непосредственно на кристалле.

Пассивные средства защиты

Наиболее распространённым средством защиты остаётся использование пассивных RLC -фильтров. Их задача заключается в ограничении спектра кондуктивных помех, поступающих на входные цепи ИС по цепям питания и сигнальным линиям, что обеспечивает ослабление синфазных и дифференциальных составляющих ЭМП и способствует поддержанию целостности питания с минимальным уровнем помех, воздействующих на чувствительные узлы ИС. Такие фильтры реализуются в виде Г-, Т- или П-образных RLC -ячеек, топология которых определяет порядок и параметры фильтра в интегральном исполнении при заданной полосе подавления в требуемом диапазоне частот и крутизне характеристики затухания [19–27].

При включении пассивного фильтра непосредственно в сигнальную или питающую линию перед входными выводами ИС он создаёт частотно-зависимый импеданс, ослабляющий высокочастотные составляющие кондуктивной ЭМП до того, как они достигают чувствительных элементов схемы.



Рис. 3. Классификация средств защиты ИС от ЭМП

Принципиальным требованием к такому фильтру является сохранение целостности полезного сигнала в рабочей полосе частот при одновременном подавлении помех в полосе задерживания. Примером практической реализации данного подхода служит работа [19], в которой предложен пассивный фильтр на основе модифицированных Т-образных ячеек, интегрированный непосредственно в дифференциальные входные цепи высокоскоростного интерфейса ИС (рис. 4). В дифференциальном режиме фильтр обеспечивает передачу сигнала без искажений с постоянным групповым временем задержки до частоты 10 ГГц, тогда как в синфазном режиме достигается подавление кондуктивных помех не менее 10 дБ на частотах 1,6–4,7 ГГц. Схема реализована по технологии интегрированных пассивных устройств на кремниевой подложке и занимает площадь $1,0 \times 0,95 \text{ мм}^2$.

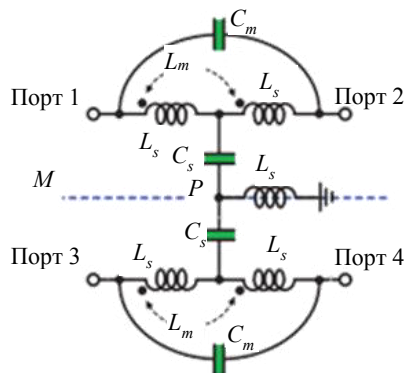


Рис. 4. Схема пассивного фильтра [19]

Однако эффективность пассивных решений ограничивается габаритами элементов, их паразитными параметрами и невозможностью динамической адаптации к спектру ЭМП. Существенным недостатком традиционных RLC -фильтров является их отражающий характер: в полосе задерживания фильтр представляет собой реактивную нагрузку с высоким импедансом, вследствие чего энергия помехи не поглощается, а отражается обратно к источнику воздействия, что может приводить к паразитным стоячим волнам и дополнительному искажению сигнала в нелинейных элементах ИС. В качестве альтернативы традиционным отражающим структурам рассматриваются неотражающие (поглощающие) фильтры, принцип действия которых основан на рассеивании энергии помехи в резистивных элементах, согласованных с волновым сопротивлением тракта как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания [28–31]. Такой подход исключает появление паразитных отражений и обеспечивает стабильный импеданс на всех частотах, что особенно важно при защите входных цепей ИС, работающих в условиях широкополосных кондуктивных воздействий.

Направленные ответвители представляют собой отдельный класс пассивных устройств, применяемых преимущественно в диапазоне СВЧ для отвлечения части энергии сигнала в согласованную нагрузку или общий заземлённый проводник в обход защищаемого узла ИС [32, 33]. На рис. 5 представлен направленный ответвитель, реализованный по технологии 28 нм КМОП FD-SOI.

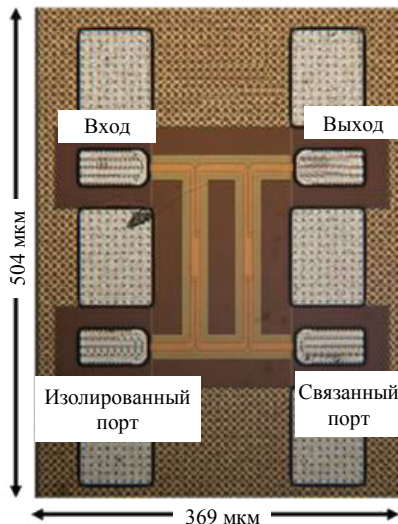


Рис. 5. Направленный ответвитель из [33]

Устройство обеспечивает переходное ослабление 3 дБ в полосе частот 26–44 ГГц при вносимых потерях не более 2,2 дБ и сдвиге фаз между выходными портами $95 \pm 5^\circ$. Компактная топология занимает площадь $0,005 \text{ мм}^2$, что делает её перспективной для интеграции непосредственно на кристалл ИС.

Ферритовые элементы также находят применение в качестве пассивных средств защиты ИС от кондуктивных ЭМП [34]. Ферритовые материалы применяются в ИС как магнитная среда для интегральных катушек индуктивности, что позволяет повысить их индуктивность и добротность в рабочем диапазоне частот, тем самым улучшая частотно-селективные свойства фильтрующих цепей защиты. В [34] ферритовые материалы применяются в качестве магнитной среды для интегральных катушек индуктивности в виде тонких плёнок или композитов на основе наночастиц, что позволяет повысить их индуктивность и добротность в рабочем диапазоне частот. На рис. 6 представлен пример конструкции такой интегральной катушки индуктивности из [34].

Метаматериалы находят все более широкое применение в ИС благодаря их способности формировать электромагнитные свойства, недостижимые в природных материалах [35]. Они используются как для создания частотно-селективных поверхностей, выполняющих функции фильтрации, так и для разработки компактных радиочастотных поглотителей энергии ЭМП и электромагнитных экранов на уровне ИС. В ИС они применяются для подавления паразитных мод, снижения перекрёстных помех и миниатюризации.

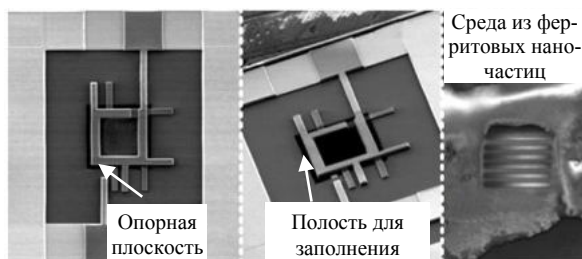


Рис. 6. Конструкция интегральной катушки индуктивности с ферромагнитным материалом из [34]

Перспективным направлением является интеграция перестраиваемых метаматериалов [36, 37], что открывает возможности для адаптивной фильтрации кондуктивных помех и динамического управления полосой задерживания и центральной частотой фильтрующих структур на уровне ИС. Пример структуры с метаматериалом, используемой в качестве поглотителя ЭМП, представлен на рис. 7.

В отличие от локального подавления помех с помощью структур с метаматериалом, экранирование решает задачу защиты на системном уровне, создавая электромагнитный барьер из материала вокруг критичных узлов ИС или всей схемы в целом. Такое средство защищает устройства от наведенных помех. Принцип действия экранирования основан на отражении или поглощении энергии внешней ЭМП, что предотвращает проникновение энергии помехи к чувствительным элементам [38]. Несмотря на то, что экранирование направлено преимущественно против излучаемых помех, оно также снижает уровень кондуктивных помех, наводимых на соединительные линии и цепи питания ИС, и рассматривается в данном обзоре как дополнительное средство комплексной защиты. Эффективность экранирования зависит от множества факторов: электропроводности и магнитной проницаемости материала, толщины экрана, целостности его конструкции, а также частотного диапазона воздействующей помехи. На рис. 8 представлено электромагнитное экранирование корпуса ИС.

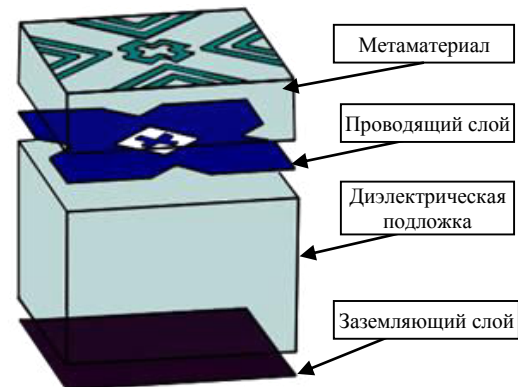


Рис. 7. Поглощающая структура на основе метаматериала из [37]

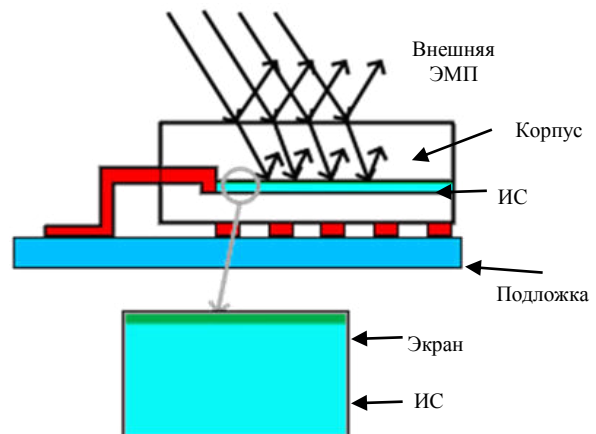


Рис. 8. Электромагнитное экранирование корпуса ИС из [38]

Активные средства защиты

Активные средства защиты и фильтрации реализуются с использованием усилительных и ограничительных элементов, к которым относятся транзисторы, операционные усилители и специализированные ИС подавления перенапряжений [39]. Необходимость внешнего источника питания является существенным недостатком активных средств по сравнению с пассивными. В отличие от пассивных фильтров, активные средства способны усиливать полезный сигнал в заданной полосе частот, компенсируя его потери, однако при этом неизбежно вносят дополнительные шумы в полосу пропускания.

Такие решения представляют особый интерес в устройствах, где критически важны миниатюризация [40, 41] и динамическая настройка параметров [42, 43]. Вместе с тем активные устройства имеют ряд ограничений: повышенное энергопотребление [44, 45], внесение дополнительных шумов и нелинейных искажений [46, 47], а также ограниченную полосу рабочих частот [48, 49]. Кроме того, при воздействии мощных ЭМП такие фильтры могут не выдерживать высоких уровней напряжений и мощностей, что приведёт к нарушению функционирования или разрушению активных элементов. Ещё одним важным фактором является низкая радиационная стойкость большинства полупроводниковых компонентов, что ограничивает применение активных фильтров в условиях сложной радиационной обстановки [50, 51].

При включении активного фильтра непосредственно в аналоговый сигнальный тракт ИС он выполняет функцию частотной селекции сигнала до поступления на нелинейные элементы схемы, обеспечивая перестройку полосы пропускания, управление коэффициентом усиления и реконфигурацию порядка фильтра без изменения топологии. Принципиальным требованием к такому фильтру является обеспечение высокой линейности при минимальном уровне собственных шумов, поскольку фильтр включён непосредственно перед чувствительными каскадами и вносит свой вклад в суммарный коэффициент шума тракта.

Примером практической реализации данного подхода служит работа [46], в которой предложен активный RC -фильтр Чебышева 3/5-го порядка с перестраиваемой полосой пропускания и коэффициентом усиления, интегрированный непосредственно в аналоговый тракт трансивера ИС. Реализация выполнена по технологии КМОП 55 нм; выбор архитектуры активного RC в замкнутом контуре обусловлен требованием высокой линейности, необходимой для поддержки модуляции 1024-КАМ на приёме.

Фильтр реализован на основе скачковой структуры с переключаемыми конденсаторными матрицами для управления полосой (10/20/40 МГц) и резисторов для управления усилением (от 0 до 18 дБ в режиме приёма). В приёмном режиме при полосе 10 МГц и усилении 36 дБ достигнуто значение третьей интермодуляционной составляющей -39 дБ при уровне входного сигнала -62 дБм, что подтверждает

сохранение динамического диапазона входных цепей ИС. Площадь фильтра составляет $0,08$ мм². Пример схемы активного фильтра из [46] представлен на рис. 9.

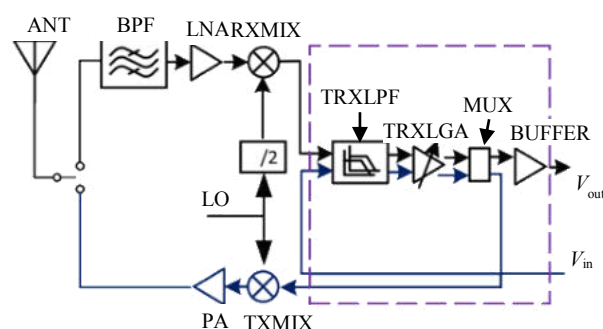


Рис. 9. Пример схемы активного фильтра [46]

Гибридные средства защиты

Гибридные средства защиты представляют собой класс решений, в которых пассивные и активные компоненты используются совместно для формирования требуемых частотных и энергетических характеристик. В отличие от пассивных структур, они обеспечивают возможность адаптации параметров, а по сравнению с активными обладают повышенной устойчивостью к мощным электромагнитным воздействиям. Анализ представленных в литературе решений показывает, что гибридные фильтры целесообразно систематизировать по функциональному назначению и архитектурным особенностям [52–63]. С точки зрения функционального назначения можно выделить несколько основных направлений применения гибридных фильтров.

Первая группа включает решения для высокоскоростных каналов передачи данных, где ключевой задачей является компенсация частотных потерь и расширение полосы пропускания. К таким устройствам относятся адаптивные эквалайзеры и приёмные тракты с интегрированными гибридными фильтрами. Например, в [52] представлен линейный эквалайзер с гибридным фильтром в контуре обратной связи, обеспечивающий компенсацию потерь канала до 13 дБ при низкой удельной мощности. Аналогичный подход реализован в [56], где гибридный эквалайзер обеспечивает передачу данных со скоростью до 22 Гб/с за счёт использования пассивных индуктивных элементов совместно с активным усилением. В [55] гибридная фильтрация интегрирована непосредственно в приёмник, что позволяет повысить коэффициент усиления и обеспечить требуемую линейность при ограниченной мощности. Для данного класса решений характерно использование активных элементов для компенсации вносимых потерь пассивных компонентов, что позволяет существенно расширить рабочую полосу частот при сохранении компактности.

Вторая группа представлена гибридными фильтрами для аналоговых и радиочастотных трактов, где приоритетом является обеспечение линейности и подавление внеполосных помех. В [57] реализован

трансформаторный КМОП-дуплексер с интегрированными полосовыми и режекторными фильтрами, обеспечивающими значительное подавление помех в заданном диапазоне частот. В [58] предложен следящий фильтр, в котором нелинейности компенсируются за счёт параллельного включения транзисторных структур, что позволяет достичь высокого динамического диапазона, соответствующая топология представлена на рис. 10. В [54] гибридный фильтр используется в составе аналого-цифрового преобразователя, где пассивная часть обеспечивает интегрирование сигнала, а активная – формирует усиление и стабильность характеристик. Данный класс решений ориентирован на обеспечение высокой точности обработки сигналов и характеризуется повышенными требованиями к линейности и шумовым параметрам. На рис. 11 представлен аналого-цифровой преобразователь с гибридным фильтром из [54].

Третью группу составляют гибридные фильтры для низкочастотных и специализированных применений, включая биомедицинские устройства. В [53] представлены ОТА-С-фильтры на гибридной CMOS-CNFET-технологии, обеспечивающие сверхнизкое энергопотребление при работе на частотах до 100 Гц. В таких устройствах активная часть используется преимущественно для формирования требуемых частотных характеристик при минимальном энергопотреблении, тогда как пассивные элементы задают базовую фильтрацию.

Отдельное направление составляют гибридные решения, ориентированные на подавление кондуктивных ЭМП в силовой электронике и системах с повышенными требованиями к устойчивости.

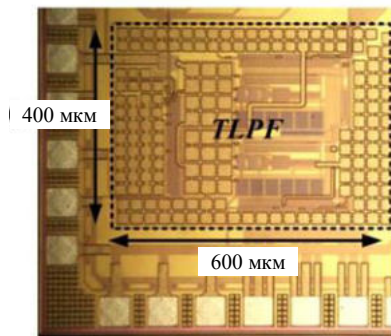


Рис. 10. Следящий ФНЧ из [58]

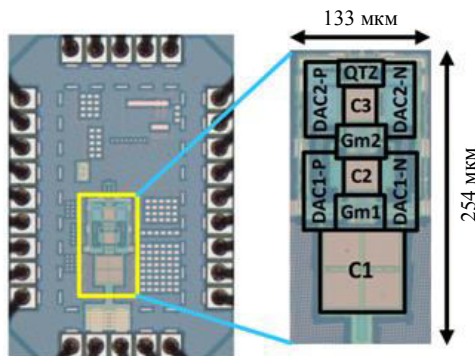


Рис. 11. Аналого-цифровой преобразователь с гибридным фильтром из [54]

В [59] предложен гибридный фильтр (рис. 12) на основе специализированной ИС с трансформаторной изоляцией, обеспечивающий устойчивость к перенапряжениям до 5 кВ.

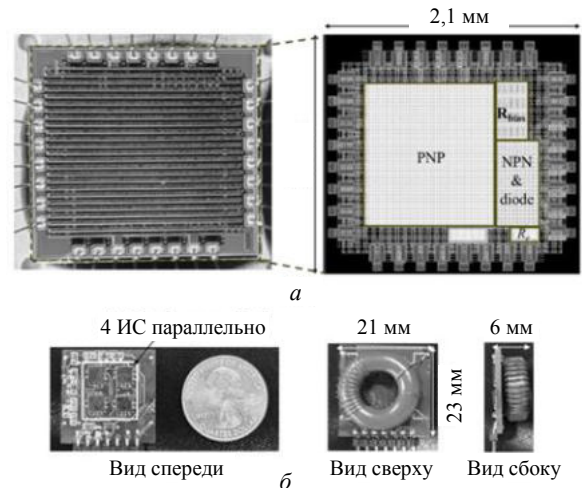


Рис. 12. Изготовленная ИС (а) и модуль печатной платы (б), включающий активные компоненты схемы и повышающий трансформатор [59]

В [62] реализована архитектура, в которой активная часть компенсирует дифференциальные помехи в низкочастотном диапазоне, а пассивная – подавляет высокочастотные составляющие. Такой подход позволяет эффективно разделить функции фильтрации по частотным диапазонам и повысить общую эффективность подавления ЭМП.

С точки зрения архитектурных решений гибридные фильтры могут быть разделены на несколько основных типов: структуры с активной компенсацией потерь пассивной части, фильтры с обратной связью, а также комбинированные решения с частотным разделением функций между активными и пассивными элементами. Наиболее распространённым является первый тип, в котором пассивная часть формирует базовую частотную характеристику, тогда как активная обеспечивает компенсацию затухания и требуемый коэффициент передачи. В структурах с обратной связью фильтр включается в замкнутый контур, что позволяет реализовать адаптивную настройку параметров. Комбинированные решения ориентированы на широкополосные воздействия и предполагают распределение функций фильтрации по частотным диапазонам.

Анализ показывает, что эффективность гибридных фильтров определяется компромиссом между энергопотреблением, линейностью и устойчивостью к внешним воздействиям. При этом требования к архитектуре существенно зависят от области применения: в высокочастотных системах ключевыми являются расширение полосы пропускания и компенсация потерь, в низкочастотных – снижение энергопотребления, а в силовых и помехозащитных приложениях – обеспечение устойчивости к мощным импульсным воздействиям, что, как правило, требует увеличения доли пассивных элементов.

Перспективность гибридных решений подтверждается рядом работ [64–67], в которых показано, что сочетание активной и пассивной фильтрации позволяет повысить эффективность подавления помех при одновременном снижении габаритов устройств. Так, в [64] продемонстрировано уменьшение объёма фильтра за счёт совмещения активной и высокочастотной пассивной секций, в [65] показана возможность интегрированного исполнения гибридных фильтров, а в [67] предложена топология на основе активного Y-конденсатора для эффективного подавления синфазных помех в компактных силовых преобразователях.

Таким образом, гибридные фильтры находят применение при решении ряда задач – от высокоскоростных каналов передачи данных до биомедицинских и силовых систем, что обусловлено возможностью гибкой настройки их характеристик в зависимости от требований к полосе пропускания, энергопотреблению и помехоустойчивости.

Сравнительная таблица характеристик и недостатков пассивных, активных и гибридных фильтров представлена в табл. 1. Сводные результаты классификации рассмотренных решений по принципу действия, типу компонентов и уровню интеграции представлены в табл. 2, где для каждой работы указана её принадлежность к соответствующим классам согласно предложенной схеме (см. рис. 3).

Сравнительный анализ показывает, что пассивные фильтры остаются наиболее надёжным средством защиты, однако их применение ограничено габаритами и ухудшением характеристик на высоких частотах. Активные фильтры обеспечивают адаптивность и компенсацию потерь, но характеризуются повышенным энергопотреблением и сниженной устой-

чивостью к мощным электромагнитным воздействиям. Гибридные решения позволяют объединить преимущества обоих подходов, обеспечивая баланс между эффективностью подавления, адаптивностью и компактностью.

Заключение

В работе выполнен анализ устройств и способов защиты ИС от кондуктивных ЭМП. Приведены классификация и сопоставление пассивных, активных и гибридных фильтров, позволившие выявить существенные различия в принципах действия, технологической сложности и условиях применения рассмотренных решений.

Анализ показал, что пассивные фильтры остаются основой надёжной защиты благодаря простоте и стабильности, однако их частотные характеристики ухудшаются на высоких частотах вследствие влияния паразитных параметров элементов, а значительные габариты ограничивают возможность их интеграции в современные миниатюрные ИС. Активные средства обеспечивают адаптивность и компенсацию потерь, но уязвимы к мощным воздействиям и требуют дополнительного энергопотребления.

Ключевым выводом является то, что именно гибридные решения представляют собой наиболее сбалансированный и перспективный подход. Они позволяют эффективно объединить надёжность и широкополосность пассивной части с адаптивностью и точностью активной компенсации. Несмотря на сложность их схемотехнической и технологической интеграции, именно гибридные фильтры способны удовлетворить противоречивые требования современных высокоинтегрированных систем к компактности, эффективности и помехоустойчивости.

Таблица 1

Сравнительная таблица преимуществ фильтров

Критерий	Пассивные фильтры	Активные фильтры	Гибридные фильтры
Принцип действия	Основаны на ограничении спектра ЭМП за счёт использования сосредоточенных RLC -элементов и компонентов с распределёнными параметрами	Реализуют фильтрацию и компенсацию с использованием усилительных и ограничительных элементов	Сочетают фильтрацию пассивными и активными элементами
Тип компонентов	Резонаторы, RLC -элементы	Транзисторы, операционные усилители	Резонаторы, RLC -структуры совместно с активными компонентами
Место интеграции	Могут реализовывать как во внешнем корпусе, так и на кристалле	Интегрируются в корпус или на кристалл	Могут реализовывать как во внешнем корпусе, так и на кристалле
Достоинство	Обеспечивают базовую защиту, отличаются простотой и надёжностью	Позволяют формировать заданные характеристики и выполнять динамическую настройку параметров, компенсируя потери пассивных звеньев	Обеспечивают высокую эффективность, адаптивность к условиям воздействия и компактность
Недостатки	Ограниченная эффективность на высоких частотах, зависимость от паразитных параметров, отсутствие адаптивности	Повышенное энергопотребление, внесение шумов и нелинейных искажений, ограниченная полоса рабочих частот	Сложность схемотехнического и технологического согласования
Габариты	Достаточно большие из-за катушек	Компактные	Оптимизированные, сочетают оба подхода
Надёжность	Высокая	Ниже из-за деградации активных элементов	Выше активных, но ниже пассивных
Устойчивость к мощным ЭМП	Высокая	Низкая	Средняя/высокая

Таблица 2

Сравнение различных средств защиты от ЭМП

	По принципу действия			Используемые компоненты			Место расположения		
	1.1	1.2	1.3	2.1	2.2	2.3	3.1	3.2	3.3
Средства защиты из литературы									
Реконфигурируемый GaAs pHEMT полосовой фильтр [19], СШП-фильтр с режекцией WLAN [20], перестраиваемый гребенчатый фильтр 8–10,4 ГГц [22], компактный мм-волноводный фильтр 25,5 ГГц [23], Ku-диапазонный фильтр с подавлением гармоник [24], фильтр подавления зеркального канала [25], гибридный SHMSIW/микрополосковый фильтр 45 ГГц [26], фильтр 26,5 ГГц с гибридной связью [27]	✓			✓					✓
Блок переключаемых К-/Ка-/Q-фильтров [21], компактный медленно перетягиваемый 28-нанометровый соединитель [33]		✓		✓					✓
Неотражающий микроволновый фильтр [28], неотражающий фильтр на основе трехпроводной линии [29], неотражающие частотно-селективные цепи СВЧ [30], различные способы проектирования неотражающих фильтров [31], полосковый направленный соединитель для подавления помех [32]	✓			✓			✓		
Метаструктуры на основе полимерных композитных материалов [35], двухдиапазонный поглотитель на основе метаматериала [36], миниатюрный поглотитель на основе метаматериала [37], поглощающий материал для экранирования ИС [38]			✓	✓				✓	
Активный фильтр для снижения уровня ЭМП в импульсных силовых преобразователях [39]		✓			✓		✓		
TVS-диод для защиты от электростатического разряда [40], активный фильтр с использованием нейронной сети [42]		✓		✓			✓		
Активный фильтр на основе ШИМ-инвертора для высокочастотных систем переменного тока в космосе [41]	✓				✓			✓	
Активный LNA-BPF с вычитанием помех [44], смеситель с эллиптическим ФНЧ [45], активный RC ФНЧ 3-го/5-го порядка [46], субдискретизирующий приёмник с режекторным фильтром [47], смеситель с активным индуктором Gm-C [48], усилитель с трансформаторным фильтрующим комбайнером [49], активный Gm-C ФНЧ 4,9 ГГц [50], активный ФНЧ на перекрывающихся индуктивностях [50]	✓				✓				✓
Гибридный CMOS-CNFET OTA-C фильтр [53], дельта-сигма АЦП с гибридным актив-пассив фильтром [54], приёмник ZigBee с гибридным Blixer+фильтром [55], CMOS дуплексер с режекторным LNA [57], гибридный RC+Gm-C трекинг фильтр [58], дельта-сигма модулятор с гибридным фильтром [60]	✓					✓			✓
Активный ЭМП-фильтр на специализированной ИС [59], усилитель с фильтрацией гармоник MI-SISL [61], гибридный интегрированный фильтр [62]	✓					✓	✓		

Наиболее перспективным направлением в разработке интегральных гибридных фильтров считается применение pHEMT-технологии. Это обусловлено её потенциальной эффективностью в высокочастотных диапазонах, критически важных для современных систем передачи данных, а также сравнительно малой изученностью данного подхода.

Литература

1. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Ю.В. Парфенов, О.А. Тарасов, В.М. Чепелев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 2. – С. 22–34.
2. Design of low-voltage CMOS amplifier with high EMI immunity / H. Bai, H. Li, S. Xie, D. Su // 2014 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits. – IEEE, 2014. – P. 1–2.
3. Deutschmann B. Impact of electromagnetic interference on the functional safety of smart power devices for automotive applications / B. Deutschmann, G. Winkler, P. Kastner // e & i Elektrotechnik und Informationstechnik. – 2018. – Vol. 135, No. 4. – P. 352–359.
4. Hong C. Signal integrity research of high-speed interconnection systems based on scattering parameters / C. Hong, Z. Li, W. Guan, L. Liang // Scientific Reports. – 2025. – Vol. 15, No. 1. – P. 23096.
5. Гизатуллин З.М. Прогнозирование помех электростатического разряда в электронном устройстве с использованием искусственной нейронной сети / З.М. Гизатуллин, Р.Р. Мубаракوف // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 8 [Электронный ресурс]. – URL: <https://jre.cplire.ru/jre/aug24/index.html> (дата обращения: 12.01.2025).
6. Chen J. Switching transient traced scheme based on sinusoidal waveform to reduce EMI for IGBTs / J. Chen, D. Jiang, W. Sun // 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – Vancouver, Canada: IEEE, 2021. – P. 3550–3554.
7. Nag A. Remote measurements of currents in cloud lightning discharges / A. Nag, V.A. Rakov, J.A. Cramer // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 53, No. 2. – P. 407–413.
8. Разумов А.А. Исследование влияния преднамеренных электромагнитных импульсов на процесс передачи данных сети Wi-Fi (IEEE 802.11 ac) // Электросвязь. – 2017. – № 9. – С. 67–73.
9. JESD22-A114F. Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing Human Body Model (HBM). JEDEC Solid State

Technology Association [Электронный ресурс]. – Arlington, VA, 2008. – URL: <https://www.jedec.org/standards-documents/docs/jesd-22-a114f> (дата обращения: 12.02.2025).

10. ГОСТ IEC 61000-4-4–2016. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Ч. 4-4. Методы испытаний и измерений. Испытание на устойчивость к электрическим быстрым переходным процессам (пачкам). – М.: Стандартинформ, 2017. – 39 с.

11. ГОСТ IEC 61000-4-5–2017. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Ч. 4-5. Методы испытаний и измерений. Испытание на устойчивость к выбросу напряжения. – М.: Стандартинформ, 2018. – 66 с.

12. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment, MIL-STD-461G. DoD interface standard [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.wll.com/wp-content/uploads/MIL-STD-461G.pdf> (дата обращения: 04.02.2025).

13. Electromagnetic Environmental Effects Requirements for Systems, MIL-STD-464C. DoD standard [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.emctestlab.ru/upload/iblock/168/lqkzq7zgnf8wtlrqpsf8fs3v0qt4ol.pdf?ysclid=mp22s4ehj1304020189> (дата обращения: 04.02.2025).

14. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-36: Testing and measurement techniques – IEMI immunity test methods for equipment and systems. IEC 61000-4-36 [Электронный ресурс]. – URL: <https://webstore.iec.ch/en/publication/6007> (дата обращения: 04.02.2025).

15. Strong electromagnetic interference and protection in UAVs / Z. Zhang, Y. Zhou, Y. Zhang, B. Qian // *Electronics*. – 2024. – Vol. 13, No. 2. – P. 393.

16. Shirai R. Failure protection method for CAN communication against EMI noise generated by switched-mode power supplies / R. Shirai, K. Wada, T. Shimizu // *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. – 2021. – Vol. 9, No. 5. – P. 6152–6160.

17. Лакоза А.М. Обзор современных устройств фильтрации и защиты от кондуктивных электромагнитных помех в радиоэлектронных системах // *Доклады ТУСУР*. – 2024. – Т. 27, № 4. – С. 31–46.

18. Рахманов П.А. Нанoeлектроника: миниатюризация и инновации / П.А. Рахманов, С.Б. Джембаров, М.Р. Гуртов // *Вестник науки*. – 2024. – Т. 4, № 5 (74). – С. 1648–1651.

19. An ultra-compact on-chip reconfigurable bandpass filter with semi-lumped topology by using GaAs pHEMT technology / H.R. Zhu, X.Y. Ning, Z.X. Huang, X.L. Wu // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 31606–31613.

20. CMOS-based UWB bandpass filter with in-band interference cancellation / A.A. Saadi, M.C.E. Yagoub, R. Touhami, A. Slimane, A. Taibi, M.T. Belaroussi // 2015 9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). – IEEE, 2015. – P. 458–460.

21. K-/Ka-/Q-Band Switched Filter Bank with Wideband Low-Loss SP4T Switch in 0.1 μm GaAs pHEMT Technology / Z. Chen, X. Ma, S. Li, Y. Zou, Y. Guo, P. Wang // *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*. – 2025. – Vol. 35, No. 10. – P. 1490–1493.

22. Reconfigurable Comb-line Filters with 8–10.4 GHz Center Frequency by Using GaAs pHEMT Technology / L. Liao, L. Xu, P.L. Chi, T. Yang // 2023 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – IEEE, 2023. – P. 658–660.

23. A Novel Compact On-Chip Millimeter-Wave Band-Pass Filter with GaAs pHEMT Technology / W.T. Wang, H.R. Zhu, Y.F. Sun, Z.X. Huang, X.L. Wu // 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – IEEE, 2021. – P. 1–3.

24. Sheen J. Ku-band bandpass filter design with compact size and broad stopband by pHEMT process / J. Sheen,

Y.H. Cheng, W. Liu // 2019 Photonics and Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS-Spring). – IEEE, 2019. – P. 1022–1026.

25. Ray A. Design and Analysis of a CMOS Moore Fractal MOM Capacitor with an Application to an RF Active Image Reject Filter / A. Ray, A. De, T. K. Bhattacharyya // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – 2021. – Vol. 69, No. 2. – P. 704–710.

26. Packaged Millimeter-Wave On-Chip Bandpass Filter Using SHMSIW and Microstrip Hybrid Structure in 0.25- μm GaAs pHEMT Technology / X. Zhou, G. Zhang, K. W. Tam, S. Chen, Z. Zhang, X. Fu // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2024. – Vol. 14, No. 8. – P. 1454–1460.

27. Microwave on-chip bandpass filter based on hybrid coupling technique / M. Li, Y. Yang, K. Da Xu, X. Zhu, S.W. Wong // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – 2018. – Vol. 65, No. 12. – P. 5453–5459.

28. Modeling and Experimental Study of Non-Reflective Microwave Filters / G.A. Malyutin, T.T. Thanh, T.A. Chepko, A.A. Arutyunyan // 2024 International Seminar on Electron Devices Design and Production (SED). Sochi. – 2024. – P. 1–4. DOI: 10.1109/SED63331.2024.10741057

29. Арутюнян А.А. Моделирование и экспериментальное исследование фильтра неотражающего типа на основе полосковой трехпроводной связанной линии // *Доклады ТУСУР*. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 55–61.

30. Лощилов А.Г. Уменьшение возвратных потерь и подавление внеполосных колебаний в межкаскадных соединениях систем связи с помощью неотражающих частотно-селективных цепей СВЧ / А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин, Чинь То Тхань, Г.А. Малютин // *Системы управления, связи и безопасности*. – 2024. – № 4. – С. 72–94.

31. Чинь Т.Т. Модели и конструкции неотражающих фильтров СВЧ на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2024. – 156 с.

32. Peng Z. Stripline Directional Coupler for Immunity Injection in Integrated Circuits / Z. Peng, B. Li // 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – IEEE, 2020. – P. 1–3.

33. Compact and Slow-Wave Tunable 28 nm CMOS-SOI Twisted Hybrid Couplers for 5G Applications / G. Diverrez, E. Kerhervé, M. De Matos, A. Cathelin // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2024. – Vol. 72, № 4. – P. 2486–2497

34. Advances and Perspectives in Magnetic-Integrated Inductors for RF ICs / W. Hao, X. Li, Z. Pan, R. Miao, Z. Yue, C. Yang, A.Z. Wang // *IEEE Transactions on Materials for Electron Devices*. – 2024. – Vol. 1. – P. 106–120.

35. Метаструктуры на основе полимерных композиционных материалов и их свойства в СВЧ-диапазоне (обзор) / А.С. Марковский, А.Г. Любимов, А.Ф. Петрушеня, О.М. Касперович, Л.А. Ленартович // *Труды БГТУ*. – Сер. 2: Химические технологии, биотехнология, геоэкология. – 2024. – № 2 (283). – С. 122–135.

36. Design of dual-band polarization controllable metamaterial absorber at terahertz frequency / B.X. Wang, Y. He, N. Xu, X. Wang, Y. Wang, J. Cao // *Results in Physics*. – 2020. – Vol. 17. – P. 103077.

37. A miniaturized perfect metamaterial absorber for EMI radiation suppression / Y. Li, Y. Wu, D. Li, M. Zhu, Y. Qiu, G. Yu, E. Li // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2024. – Vol. 66, No. 3. – P. 776–786.

38. Analysis of electromagnetic shielding of IC package with thin absorbing material coating inside in two different configurations / W. Xiong, M. Jiang, M. Zhu, B. Zhu, J. Lu // 2018

- IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC). – IEEE, 2018. – P. 1216–1221.
39. Kurien C.E. Modelling and implementation of an active EMI filter for conducted EMI noise reduction / C.E. Kurien, T.K. Sindhu, D.E. Koshy // 2021 IEEE 5th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON). – IEEE, 2021. – P. 205–210.
40. Shen Y. S. Transient voltage suppressor (TVS) on signal integrity of microelectronics system with CMOS ICs under system-level ESD test / Y.S. Shen, M.D. Ker, H.C. Jiang // 2020 IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA). – IEEE, 2020. – P. 1–4.
41. PWM Inverter Based Active Filter for High Frequency AC Systems in Space Applications / M.T. Rana, S. Mazumder, S. Chakraborty, M.V. Salapaka, K. Basu // 2024 IEEE International Communications Energy Conference (INTELEC). – IEEE, 2024. – P. 1–6.
42. Performance of Series Active Power Filter (SAPF) Using ANN Controller for Eliminate Disturbance of Voltage Sag / A.F. Abidin, F.S.A.L. Hamidi, M.A.M. Ayub, M.Y.M. Zain, N. Aminudin // 2022 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA). – IEEE, 2022. – P. 1–5.
43. Tien D.V. Analysis and Simulation of Active Filter in Distribution Network with Nonlinear and Asymmetrical Load / D.V. Tien, T.B. Trung, N. Van Pham // 2023 12th International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS). – IEEE, 2023. – P. 322–327.
44. Gadelkarim A.G. A 3.5 mW mm-Wave Low-Noise Active Bandpass Filter Employing an All-Pass Interference-Cancellation Feedforward Path / A.G. Gadelkarim, P. Mercier // 2025 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). – IEEE, 2025. – Vol. 68. – P. 1–3.
45. Song P. Mm-wave mixer-first receiver with selective passive wideband low-pass filtering / P. Song, H. Hashemi // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2021. – Vol. 56, No. 5. – P. 1454–1463.
46. Wang Y. A 3rd/5th Order Active RC Chebyshev Analog Baseband Low-Pass Filter with Reconfigurable Bandwidth and Gain / Y. Wang, B. Wu, H. Huang // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 129319–129328.
47. Gadelkarim A.G. A 18.2 mW Subsampling mm-Wave Receiver Employing a Subtractive Anti-Aliasing Active Bandstop Filter at 23 GHz / A.G. Gadelkarim, P.P. Mercier // 2024 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). – IEEE, 2024. – P. 1–2.
48. Srivastava G. A 16–20 GHz Mixer First Receiver Architecture with Active Inductor-Based Low-Pass Elliptic Filter with High OOB-IIP3 in 180 nm CMOS / G. Srivastava, D. Bhatt // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2025. – Vol. 72, No. 3. – P. 1152–1164.
49. A Bandpass Power Amplifier Applying Transformer-Based Filtering Combiner in 0.5- μ m GaAs pHEMT / J. Li, Y. Zhang, K. Ma, Z. Ma, H. Fu // IEEE Microwave and Wireless Technology Letters. – 2023. – Vol. 33, No. 7. – P. 1023–1026.
50. Gannedahl R. Active and passive integrated filters for multi-GHz 6G baseband applications / R. Gannedahl, H. Sjöland // 2023 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – IEEE, 2023. – P. 524–526.
51. An inductor-less all-passive higher-order N-path filter based on rotary clocking in N-path filters / M. Khorshidian, S.L.N. Garimella, A. Nagulu, H. Krishnaswamy // 2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS 2022. – IEEE, 2022. – P. 241–244.
52. Talluri G.R. A 4–14 Gbps inductor-less adaptive linear equalizer using hybrid filter in 65 nm CMOS technology / G.R. Talluri, K.K. Rakesh, M.S. Baghini // Sixteenth International Symposium on Quality Electronic Design. – IEEE, 2015. – P. 90–97.
53. Rahane S.B. OTA-C filters for biomedical signal processing applications using hybrid CMOS-CNFET technology / S.B. Rahane, A.K. Kureshi, G.K. Kharate // 2018 International Conference on Intelligent and Innovative Computing Applications (ICONIC). – IEEE, 2018. – P. 1–5.
54. Design Tradeoffs for a CT- $\Delta\Sigma$ ADC with Hybrid Active-Passive Filter and FIR DAC in 40-nm CMOS / A. Mukherjee, X. Tang, C.K. Hsu, N. Sun // IEEE Solid-State Circuits Letters. – 2020. – Vol. 3. – P. 214–217.
55. Lin Z. A 2.4-GHz ZigBee receiver exploiting an RF-to-BB-current-reuse Blixer+ hybrid filter topology in 65-nm CMOS / Z. Lin, P.I. Mak, R.P. Martins // Ultra-Low-Power and Ultra-Low-Cost Short-Range Wireless Receivers in Nanoscale CMOS. – Cham: Springer International Publishing, 2015. – P. 33–55.
56. Lee C.C. A low-power miniature 20 Gb/s passive/active hybrid equalizer in 90 nm CMOS / C.C. Lee, H.C. Hsieh, S.S.H. Hsu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, No. 10. – P. 669–671.
57. Kwon K. A hybrid transformer-based CMOS duplexer with a single-ended notch-filtered LNA for highly integrated tunable RF front-ends / K. Kwon, S. Kim, K.Y. Son // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. – Vol. 28, No. 11. – P. 1032–1034.
58. Kwon K. A 23.4 mW 68 dB dynamic range low band CMOS hybrid tracking filter for ATSC digital TV tuner adopting RC and Gm-C topology / K. Kwon, K. Lee // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2011. – Vol. 58, No. 10. – P. 2346–2354.
59. Jeong S. A customized integrated circuit for active EMI filter with high reliability and scalability / S. Jeong, J. Park, J. Kim // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2021. – Vol. 36, No. 11. – P. 12631–12645.
60. A high performance continuous-time sigma-delta modulator with a 2 MHz bandwidth hybrid loop filter for wireless healthcare applications / J.F. Huang, W.C. Lai, F.T. Kao, K.J. Huang, K.L. Chen, R.Y. Liu // 2013 6th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics. – IEEE, 2013. – P. 408–412.
61. Feng T. Bandpass-filtering power amplifier with compact size and wideband harmonic suppression / T. Feng, K. Ma, Y. Wang, J. Hu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 70, No. 2. – P. 1254–1268.
62. Ali M. Integrated hybrid EMI filter: Study and realization of the active part / M. Ali, E. Labouré, F. Costa // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). – IEEE, 2013. – P. 1–8.
63. Design Approach to Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters for High-Frequency Converters / M. Ali, L. Fraeger, A. Portnov, B. Eilers // PCIM Conference 2025; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. – VDE, 2025. – P. 905–914.
64. Han Y. Hybrid common-mode EMI filter design for electric vehicle traction inverters / Y. Han, Z. Wu, D. Wu // Chinese Journal of Electrical Engineering. – 2022. – Vol. 8, No. 4. – P. 52–60.
65. Design of a hybrid integrated EMC filter for a DC–DC power converter / M. Ali, E. Labouré, F. Costa, B. Revol // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 11. – P. 4380–4390.
66. A novel design method for hybrid common-mode EMI filters based on attenuation adjustability / Q. Chen,

P. Zhou, X. Pei, Y. Yu, Y. Kang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2025. – Vol. 40, No. 2 – P. 3138–3149.

67. A Hybrid EMI Filter Incorporating Active Y-capacitor for Common-mode Noise Mitigation / H. Li, S. Wang, D. He, Z. Zhao, W. Su // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2025. – Vol. 40, No. 4. – P. 5252–5264.

Власов Сергей Владиславович

Аспирант, ассистент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР)

Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-3848-1079

Тел.: +7 (382-2) 41-36-43

Эл. почта: sergei.v.vlasov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 18.11.2025.

Принята к публикации: 22.04.2026.

Vlasov S.V.

A Review of Modern Methods for Protecting Integrated Circuits against Conducted Electromagnetic Interference

Relevance. Decreasing supply voltages and increasing clock frequencies of modern integrated circuits raise their vulnerability to conducted electromagnetic interference, making the task of effective protection critically important for ensuring the reliability of electronic systems. **Purpose of the study** is to systematize and comparatively analyze modern techniques for protecting integrated circuits against conducted electromagnetic interference, identifying the most promising directions for their further development. **Methods.** Comparative analysis of published technical solutions, classification by operating principle, component type, and integration level, as well as qualitative comparison of the characteristics of the reviewed devices. **Novelty.** A classification of electromagnetic interference protection techniques for integrated circuits is proposed, simultaneously covering operating principle, component type, and level of integration. **Results.** It is established that passive filters provide high reliability but are limited at high frequencies and under miniaturization constraints; active filters offer adaptability but are vulnerable to high-power interference and require additional power consumption; hybrid solutions represent the most balanced approach, combining broad bandwidth and adaptability with acceptable robustness to external electromagnetic effects. **Practical significance.** The findings can be applied in the design of interference-resistant integrated circuits for telecommunication equipment, radio communication systems, aerospace and military electronics, and can serve as a basis for filter architecture selection at the circuit design stage.

Keywords: active filters, hybrid filters, integrated circuit, interference protection, passive filters, electromagnetic interference, electromagnetic compatibility.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-7-19

References

1. Zdukhov L.N., Parfenov Yu.V., Tarasov O.A., Chepelev V.M. [Three possible mechanisms of electronic device failures as a result of electromagnetic exposure]. *Technologies of Electromagnetic Compatibility*, 2018, no. 2, pp. 22–34 (in Russ.).

2. Bai H., Li H., Xie S., Su D. Design of low-voltage CMOS amplifier with high EMI immunity. 2014 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), Chengdu, China, IEEE, 2014, pp. 1–2.

3. Deutschmann B., Winkler G., Kastner P. Impact of electromagnetic interference on the functional safety of smart power devices for automotive applications. *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 2018, vol. 135, no. 4, pp. 352–359.

4. Hong C., Li Z., Guan W., Liang L. Signal integrity research of high-speed interconnection systems based on scattering parameters. *Scientific Reports*, 2025, vol. 15, no. 1, pp. 23096.

5. Gizatullin Z.M., Mubarakov R.R. [Prediction of electrostatic discharge interference in an electronic device using an artificial neural network]. *Journal of Radio Electronics*, 2024, no. 8 (in Russ.). Available at: <https://jre.cplire.ru/jre/aug24/index.html> (accessed: 12 January 2025).

6. Chen J., Jiang D., Sun W. Switching transient traced scheme based on sinusoidal waveform to reduce EMI for IGBTs. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Vancouver, Canada, IEEE, 2021, pp. 3550–3554.

7. Nag A., Rakov V.A., Cramer J.A. Remote measurements of currents in cloud lightning discharges. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, vol. 53, no. 2, pp. 407–413.

8. Razumov A.A. [Investigation of the influence of intentional electromagnetic pulses on the data transmission process of the Wi-Fi network (IEEE 802.11 ac)]. *Telecommunications*, 2017, no. 9, pp. 67–73 (in Russ.).

9. JESD22-A114F. *Electrostatic Discharge (ESD) Sensitivity Testing Human Body Model (HBM)*. Arlington, VA, JEDEC Solid State Technology Association, 2008. Available at: <https://www.jedec.org/standards-documents/docs/jesd-22-a114f> (accessed: 12 February 2025).

10. GOST IEC 61000-4-4-2016. *Elektromagnitnaya sovместimost (EMC). Chast 4-4. Metody ispytaniy i izmereniy. Ispytanie na ustoychivost k elektricheskim bystrim perekhodnym protsessam (pachkam)* [Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-4. Test and measurement methods. Testing for resistance to electrical rapid transients (bursts)]. Moscow, Standartinform, 2017, 39 p. (in Russ.).

11. GOST IEC 61000-4-5-2017. *Elektromagnitnaya sovместimost (EMC). Chast 4-5. Metody ispytaniy i izmereniy. Ispytanie na ustoychivost k vybrosu napryazheniya* [Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5. Test and measurement methods. Stress surge resistance test]. Moscow, Standartinform, 2018, 66 p. (in Russ.).

12. *Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. MIL-STD-461G. DoD interface standard, US, 2015.* Available at: <https://www.wll.com/wp-content/uploads/MIL-STD-461G.pdf> (accessed: 04 February 2025).

13. *Electromagnetic Environmental Effects Requirements for Systems. MIL-STD-464C. DoD standard, US, 2010.* Available at: https://www.emctestlab.ru/upload/iblock/168/lqkzq7zg_nf8wtlrqpsfr8fs3v0qt4ol.pdf?ysclid=mp22s4ehj1304020189 (accessed: 04 February 2025).

14. *Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-36: Testing and measurement techniques – IEMI immunity test methods for equipment and systems. IEC 61000-4-36. IEC standard, 2014.* Available at: <https://webstore.iec.ch/en/publication/6007> (accessed: 04 February 2025).

15. Zhang Z., Zhou Y., Zhang Y., Qian B. Strong electromagnetic interference and protection in UAVs. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 2, pp. 393.

16. Shirai R., Wada K., Shimizu T. Failure protection method for CAN communication against EMI noise generated

- by switched-mode power supplies. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, vol. 9, no. 5, pp. 6152–6160.
17. Lakoza A.M. [Review of modern filtering and protection devices against conductive electromagnetic interference in radioelectronic systems]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2024, vol. 27, no. 4, pp. 31–46 (in Russ.).
 18. Rakhmanov P.A., Dzhepbayrov S.B., Gurtov M.R. [Nanoelectronics: miniaturization and innovations]. *Bulletin of Science*, 2024, vol. 4, no. 5 (74), pp. 1648–1651 (in Russ.).
 19. Zhu H.R., Ning X.Y., Huang Z.X., Wu X.L. An ultra-compact on-chip reconfigurable bandpass filter with semi-lumped topology by using GaAs pHEMT technology. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 31606–31613.
 20. Saadi A.A., Yagoub M.C.E., Touhami R., Slimane A., Taibi A., Belaroussi M.T. CMOS-based UWB bandpass filter with in-band interference cancellation. *2015 9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*, Rostov-on-Don, Russia, IEEE, 2015, pp. 458–460.
 21. Chen Z., Ma X., Li S., Zou Y., Guo Y., Wang P. K-/Ka-/Q-band switched filter bank with wideband low-loss SP4T switch in 0.1 μm GaAs pHEMT technology. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2025, vol. 35, no. 10, pp. 1490–1493.
 22. Liao L., Xu L., Chi P.L., Yang T. Reconfigurable comb-line filters with 8–10.4 GHz center frequency by using GaAs pHEMT technology. *2023 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Taipei, Taiwan, IEEE, 2023, pp. 658–660.
 23. Wang W.T., Zhu H.R., Sun Y.F., Huang Z.X., Wu X.L. A novel compact on-chip millimeter-wave band-pass filter with GaAs pHEMT technology. *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Nanjing, China, IEEE, 2021, pp. 1–3.
 24. Sheen J., Cheng Y.H., Liu W. Ku-band bandpass filter design with compact size and broad stopband by pHEMT process. *2019 Photonics and Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS-Spring)*, Rome, Italy, IEEE, 2019, pp. 1022–1026.
 25. Ray A., De A., Bhattacharyya T.K. Design and analysis of a CMOS Moore fractal MOM capacitor with an application to an RF active image reject filter. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2021, vol. 69, no. 2, pp. 704–710.
 26. Zhou X., Zhang G., Tam K.W., Chen S., Zhang Z., Fu X. Packaged millimeter-wave on-chip bandpass filter using SHMSIW and microstrip hybrid structure in 0.25- μm GaAs pHEMT technology. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2024, vol. 14, no. 8, pp. 1454–1460.
 27. Li M., Yang Y., Da Xu K., Zhu X., Wong S.W. Microwave on-chip bandpass filter based on hybrid coupling technique. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2018, vol. 65, no. 12, pp. 5453–5459.
 28. Malyutin G.A., Thanh T.T., Chepko T.A., Arutyunyan A.A. Modeling and experimental study of non-reflective microwave filters. *2024 International Seminar on Electron Devices Design and Production (SED)*, Sochi, Russia, IEEE, 2024, pp. 1–4.
 29. Harutyunyan A.A. [Modeling and experimental study of a non-reflective filter based on a strip three-wire coupled line]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2025, vol. 28, no. 2, pp. 55–61 (in Russ.).
 30. Loshchilov A.G., Malyutin N.D., Chin To Thanh, Malyutin G.A. [Reduction of return losses and suppression of out-of-band oscillations in interstage connections of communication systems using non-reflective frequency-selective microwave circuits]. *Control, Communication and Security Systems*, 2024, no. 4, pp. 72–94 (in Russ.).
 31. Chin T.T. *Modeli i konstruksii neotrazhayushchikh filtrov SVCh na osnove svyazannykh poloskovykh liniy i sosredotochennykh RLC-elementov* [Models and designs of non-reflective microwave filters based on connected strip lines and concentrated RLC elements]. Cand. Diss. Tomsk, 2024, 156 p. (in Russ.).
 32. Peng Z., Li B. Stripline directional coupler for immunity injection in integrated circuits. *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shanghai, China, IEEE, 2020, pp. 1–3.
 33. Diverrez G., Kerhervé E., De Matos M., Cathelin A. Compact and slow-wave tunable 28 nm CMOS-SOI twisted hybrid couplers for 5G applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2024, vol. 72, no. 4, pp. 2486–2497.
 34. Hao W., Li X., Pan Z., Miao R., Yue Z., Yang C., Wang A.Z. Advances and perspectives in magnetic-integrated inductors for RF ICs. *IEEE Transactions on Materials for Electron Devices*, 2024, vol. 1, pp. 106–120.
 35. Markovsky A.S., Lyubimov A.G., Petrushenya A.F., Kasperovich O.M., Lenartovich L.A. [Metastructures based on polymer composite materials and their properties in the microwave range]. *Trudy BGTU. Seriya 2: Khimicheskie tekhnologii, biotekhnologiya, geoekologiya*, 2024, no. 2 (283), pp. 122–135 (in Russ.).
 36. Wang B.X., He Y., Xu N., Wang X., Wang Y., Cao J. Design of dual-band polarization controllable metamaterial absorber at terahertz frequency. *Results in Physics*, 2020, vol. 17, pp. 103077.
 37. Li Y., Wu Y., Li D., Zhu M., Qiu Y., Yu G., Li E. A miniaturized perfect metamaterial absorber for EMI radiation suppression. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2024, vol. 66, no. 3, pp. 776–786.
 38. Xiong W., Jiang M., Zhu M., Zhu B., Lu J. Analysis of electromagnetic shielding of IC package with thin absorbing material coating inside in two different configurations. *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, Singapore, IEEE, 2018, pp. 1216–1221.
 39. Kurien C.E., Sindhu T.K., Koshy D.E. Modelling and implementation of an active EMI filter for conducted EMI noise reduction. *2021 IEEE 5th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)*, Vadodara, India, IEEE, 2021, pp. 205–210.
 40. Shen Y.S., Ker M.D., Jiang H.C. Transient voltage suppressor (TVS) on signal integrity of microelectronics system with CMOS ICs under system-level ESD test. *2020 IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, Singapore, IEEE, 2020, pp. 1–4.
 41. Rana M.T., Mazumder S., Chakraborty S., Salapaka M.V., Basu K. PWM inverter based active filter for high frequency AC systems in space applications. *2024 IEEE International Communications Energy Conference (INTELEC)*, Montreal, Canada, IEEE, 2024, pp. 1–6.
 42. Abidin A.F., Hamidi F.S.A.L., Ayub M.A.M., Zain M.Y.M., Aminudin N. Performance of series active power filter (SAPF) using ANN controller for eliminate disturbance of voltage sag. *2022 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA)*, Shah Alam, Malaysia, IEEE, 2022, pp. 1–5.
 43. Tien D.V., Trung T.B., Van Pham N. Analysis and simulation of active filter in distribution network with nonlinear and asymmetrical load. *2023 12th International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, Hanoi, Vietnam, IEEE, 2023, pp. 322–327.

44. Gadelkarim A.G., Mercier P. A 3.5 mW mm-wave low-noise active bandpass filter employing an all-passive interferer-cancellation feedforward path. 2025 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), San Francisco, USA, IEEE, 2025, vol. 68, pp. 1–3.
45. Song P., Hashemi H. Mm-wave mixer-first receiver with selective passive wideband low-pass filtering. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2021, vol. 56, no. 5, pp. 1454–1463.
46. Wang Y., Wu B., Huang H. A 3rd/5th order active RC Chebyshev analog baseband low-pass filter with reconfigurable bandwidth and gain. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 129319–129328.
47. Gadelkarim A.G., Mercier P.P. A 18.2 mW subsampling mm-wave receiver employing a subtractive anti-aliasing active bandstop filter at 23 GHz. 2024 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), Denver, USA, IEEE, 2024, pp. 1–2.
48. Srivastava G., Bhatt D. A 16–20 GHz mixer first receiver architecture with active inductor-based low-pass elliptic filter with high OOB-IIP3 in 180 nm CMOS. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2025, vol. 72, no. 3, pp. 1152–1164.
49. Li J., Zhang Y., Ma K., Ma Z., Fu H. A bandpass power amplifier applying transformer-based filtering combiner in 0.5- μ m GaAs pHEMT. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 2023, vol. 33, no. 7, pp. 1023–1026.
50. Gannedahl R., Sjöland H. Active and passive integrated filters for multi-GHz 6G baseband applications. 2023 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Taipei, Taiwan, IEEE, 2023, pp. 524–526.
51. Khorshidian M., Garimella S.L.N., Nagulu A., Krishnaswamy H. An inductor-less all-passive higher-order N-path filter based on rotary clocking in N-path filters. 2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS 2022), Denver, USA, IEEE, 2022, pp. 241–244.
52. Talluri G.R., Rakesh K.K., Baghini M.S. A 4–14 Gbps inductor-less adaptive linear equalizer using hybrid filter in 65 nm CMOS technology. Sixteenth International Symposium on Quality Electronic Design, Santa Clara, USA, IEEE, 2015, pp. 90–97.
53. Rahane S.B., Kureshi A.K., Kharate G.K. OTA-C filters for biomedical signal processing applications using hybrid CMOS-CNFET technology. 2018 International Conference on Intelligent and Innovative Computing Applications (ICONIC), Plaine Magnien, Mauritius, IEEE, 2018, pp. 1–5.
54. Mukherjee A., Tang X., Hsu C.K., Sun N. Design tradeoffs for a CT- $\Delta\Sigma$ ADC with hybrid active-passive filter and FIR DAC in 40-nm CMOS. *IEEE Solid-State Circuits Letters*, 2020, vol. 3, pp. 214–217.
55. Lin Z., Mak P.I., Martins R.P. A 2.4-GHz ZigBee receiver exploiting an RF-to-BB-current-reuse Blixer+ hybrid filter topology in 65-nm CMOS. *Ultra-Low-Power and Ultra-Low-Cost Short-Range Wireless Receivers in Nanoscale CMOS*, Cham, Springer International Publishing, 2015, pp. 33–55.
56. Lee C.C., Hsieh H.C., Hsu S.S.H. A low-power miniature 20 Gb/s passive/active hybrid equalizer in 90 nm CMOS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2015, vol. 25, no. 10, pp. 669–671.
57. Kwon K., Kim S., Son K.Y. A hybrid transformer-based CMOS duplexer with a single-ended notch-filtered LNA for highly integrated tunable RF front-ends. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, vol. 28, no. 11, pp. 1032–1034.
58. Kwon K., Lee K. A 23.4 mW 68 dB dynamic range low band CMOS hybrid tracking filter for ATSC digital TV tuner adopting RC and Gm-C topology. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2011, vol. 58, no. 10, pp. 2346–2354.
59. Jeong S., Park J., Kim J. A customized integrated circuit for active EMI filter with high reliability and scalability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 11, pp. 12631–12645.
60. Huang J.F., Lai W.C., Kao F.T., Huang K.J., Chen K.L., Liu R.Y. A high performance continuous-time sigma-delta modulator with a 2 MHz bandwidth hybrid loop filter for wireless healthcare applications. 2013 6th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics, Hangzhou, China, IEEE, 2013, pp. 408–412.
61. Feng T., Ma K., Wang Y., Hu J. Bandpass-filtering power amplifier with compact size and wideband harmonic suppression. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, vol. 70, no. 2, pp. 1254–1268.
62. Ali M., Labouré E., Costa F. Integrated hybrid EMI filter: Study and realization of the active part. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, IEEE, 2013, pp. 1–8.
63. Ali M., Fraeger L., Portnov A., Eilers B. Design approach to passive and active hybrid integrated EMI filters for high-frequency converters. PCIM Conference 2025; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, VDE, 2025, pp. 905–914.
64. Han Y., Wu Z., Wu D. Hybrid common-mode EMI filter design for electric vehicle traction inverters. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2022, vol. 8, no. 4, pp. 52–60.
65. Ali M., Labouré E., Costa F., Revol B. Design of a hybrid integrated EMC filter for a DC–DC power converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 11, pp. 4380–4390.
66. Chen Q., Zhou P., Pei X., Yu Y., Kang Y. A novel design method for hybrid common-mode EMI filters based on attenuation adjustability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, vol. 40, no. 2, pp. 3138–3149.
67. Li H., Wang S., He D., Zhao Z., Su W. A hybrid EMI filter incorporating active Y-capacitor for common-mode noise mitigation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, vol. 40, no. 4, pp. 5252–5264.

Sergey V. Vlasov

Postgraduate student, Assistant, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-3848-1079
Phone: +7 (382-2) 41-36-43
Email: sergei.v.vlasov@tusur.ru

Received: 18.11.2025.

Accepted: 22.04.2026.

УДК 621.396.669.8

Шифр специальности ВАК: 2.2.14, 1.3.4

Н.П. Красненко, И.А. Рыбаков, Г.А. Трофимов

Адаптивное подавление внешних шумов в системах акустического зондирования атмосферы

Актуальность. Акустические локации (сонары) широко применяются для дистанционного мониторинга атмосферы, однако их работа существенно ограничена внешними шумами. **Цель исследования.** Разработка и экспериментальная проверка алгоритмов адаптивного подавления внешних шумов, позволяющих повысить отношение сигнал/шум непосредственно в приемном тракте сонара и обеспечить выделение полезного сигнала в сложной помеховой обстановке. **Методы.** Предложены адаптивный компенсатор шумов с дополнительным ненаправленным антенным элементом, коэффициенты фильтра которого рассчитываются на основе полной временной реализации, и метод спектрального вычитания шума в одноканальной системе. Экспериментальная проверка выполнена на лабораторном макете с использованием гармонического полезного сигнала и широкополосного шума. Также предложен и апробирован в натурном эксперименте метод спектральной компенсации шумов. **Научная новизна.** Метод спектральной компенсации шумов впервые применен для выделения доплеровского смещения частоты сигнала в условиях, где прямое детектирование сигнала невозможно. В отличие от пороговых процедур, используемых в коммерческих сонарах, адаптивный компенсатор функционирует на физическом уровне до момента спектральной обработки, ослабляя помеховую составляющую и увеличивая отношение сигнал/шум. **Результаты.** Экспериментально получено улучшение отношения сигнал/шум на 14 дБ при использовании адаптивного фильтра. Показано, что одноканальное спектральное вычитание шума позволяет уверенно идентифицировать доплеровскую частоту рассеянного сигнала даже при низких исходных отношениях сигнал/шум. **Практическая значимость.** Достигнутое увеличение отношения сигнал/шум эквивалентно снижению требуемой мощности излучения до 25 раз либо соответствующему увеличению высоты зондирования. Результаты позволяют расширить перечень мест, пригодных для размещения сонаров, включив в него территории с повышенным акустическим фоном, и модернизировать существующие системы путем добавления дополнительного компенсационного канала.

Ключевые слова: акустический локатор, сонар, зондирование, атмосфера, адаптивная фильтрация, подавление шумов.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-20-26

Введение

Системы акустического зондирования атмосферы, называемые акустическими локами или сонарами, широко применяются для дистанционного мониторинга её состояния [1, 2]. В них используются узконаправленные акустические антенны, которые периодически излучают зондирующий сигнал звуковой частоты вертикально вверх или наклонно и принимают сигнал, рассеянный неоднородностями атмосферы. По характеристикам принимаемого сигнала – мощности (амплитуде), доплеровскому сдвигу частоты излучаемого сигнала – определяют параметры атмосферы (характеристики турбулентности, скорость и направление ветра, термическая стратификация атмосферы).

На эффективность работы сонаров (дальность, точность), как и других подобных систем, существенно влияют внешние шумы и помехи, в том числе переотражения от местных предметов («местники»). Для борьбы с ними путем уменьшения уровня боковых лепестков антенн используются классические методы оптимизации диаграмм направленности (ДН) антенн и звукозащитные бленды (защитные экраны вокруг антенн). Построение эффективной защиты влечет за собой дополнительные материальные затраты и увеличение габаритов антенн [1–3], что не всегда годится, в частности, для мобильных систем. В то же время представляется возможным использовать и другие – компенсационные, адаптивные методы обработки сигнала для подавления

внешних шумов и помех, а также увеличения отношения сигнал/шум в приемной части сонара. Проблема является актуальной, однако в акустическом зондировании атмосферы она не нашла реализаций в широком применении и не раскрыта в известных авторам литературных источниках. Имеются только краткие упоминания об использовании шумоподавления в опытном эксперименте в [1] и в коммерческих сонарах фирмы Remtech [4] и др.

Методы шумоподавления или шумоочистки полезного сигнала широко применяются в других различных приложениях [5–10], в частности, и в акустических приемных системах [11, 21]. Процесс удаления нежелательных шумовых составляющих из полезного сигнала и минимизация влияния фоновых помех для улучшения качества приходящего сигнала или среды обитания человека включают в себя различные методы и технологии, такие как фильтрация, спектральная обработка, физические барьеры, выполненные для изоляции от шумов. Большинство адаптивных акустических приемных систем включают двухэтапный процесс борьбы с шумами: этап отслеживания шумов и помех (направления прихода) и непосредственно этап шумоочистки. Системы с пространственной селекцией источника помехи обеспечивают хорошее снижение уровня шума, когда имеют возможность изменения диаграммы направленности антенны. Это обычно можно реализовать, когда в качестве антенн используются антенные решетки [7, 17–19] и получается дополнитель-

ная информация об угловом положении источников шумов (помех).

Ведущие мировые производители содаров (Remtech, МЕТЕК, AQ Systems) применяют схожие стратегии борьбы с шумами. Так, в системах МЕТЕК реализован пороговый контроль отношения сигнал/шум. Если отношение мощности спектрального пика к среднему уровню фоновому шума падает ниже заданной величины, высотная ячейка (сигнальный строб) признается недостоверной и исключается из дальнейшего анализа [22]. Аналогичный подход используется в AQ Systems [23], где стробы с низким отношением сигнал/шум помечаются как недостоверные и не участвуют в расчете параметров скорости ветра. В содарах Remtech [4] также измеряется фоновый уровень шума, вычисляется отношение мощности спектрального пика к шумовой составляющей. Если отношение сигнал/шум ниже заданного порога, соответствующая высотная ячейка помечается как недостоверная и исключается из дальнейшего расчета. Общей чертой перечисленных решений является то, что они не подавляют акустический шум на этапе приема, а лишь отбраковывают уже зашумленные стробы данных. В результате их эффективность существенно снижается в условиях интенсивных помех, поскольку минимально допустимое отношение сигнал/шум, при котором еще возможно надежное измерение доплеровского сдвига частоты, остается достаточно высоким. В отличие от имеющихся решений, предлагаемый в настоящей работе адаптивный компенсатор помех функционирует на физическом уровне, до этапа спектральной обработки принимаемого сигнала, что позволяет предварительно ослабить помеховую составляющую и тем самым увеличить отношение сигнал/шум.

Особенностью наземных систем акустического зондирования, как упоминалось выше, является то, что направление излучения и приема – вертикальное или близкое к нему, а мешающие источники, как правило, расположены на поверхности земли. Поэтому каналы распространения полезного сигнала и шумов, как правило, разные. Ниже рассмотрим возможность фильтрации сигналов и подавления внешних шумов для акустических локаторов.

Алгоритмы шумоподавления

Пусть имеется одноканальный (с одной антенной) моностатический содар, который периодически излучает в атмосферу импульсный сигнал и принимает обратнорассеянный сигнал от ее неоднородностей. Принимаемый сигнал строится на участки по дальности (высоте зондирования), оцифровывается и подвергается дальнейшей обработке с целью извлечения полезной информации по вертикальным профилям метеорологических величин.

Математическую модель принимаемого сигнала в общем виде можно представить в виде свертки рассеянного (отраженного) от неоднородностей) сигнала с импульсной характеристикой канала распространения $\mathbf{H}_A$ [5]. На практике при приеме наряду с полезным – атмосферным сигналом всегда присутствуют шумы и помехи. Поэтому принимается основной полезный сигнал и его переотражения от

местных предметов со случайной задержкой и амплитудой. Отраженные сигналы попадают на антенну вместе с внешними шумами, которые от источников шума прошли по другому каналу с характеристикой $\mathbf{H}_B$ (рис. 1).

Принимаемый сигнал в векторной форме можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_C \mathbf{X} + \mathbf{H}_B \mathbf{N}, \quad (1)$$

где $\mathbf{Y}$ – вектор принятого сигнала, $\mathbf{X}$ – вектор рассеянного сигнала, $\mathbf{N}$ – вектор шума, $\mathbf{H}_C$ – матрица канала зондирования A для рассеянного сигнала, $\mathbf{H}_B$ – матрица канала распространения B от источника внешнего шума или помехи до приемной антенны.

Возможность компенсации помех становится реализуемой при введении дополнительного приемного канала (рис. 2), который не участвует в формировании основного приемного/зондирующего сигнала [6, 12]. Особенность дополнительного приемного канала состоит в том, что он содержит адаптивный фильтр с перестраиваемой передаточной характеристикой, которая меняется в процессе адаптации, чтобы в отсутствие полезного сигнала минимизировать сигнал помехи на выходе вычитающего устройства [11]. Адаптивная перестройка фильтра обеспечивает гибкость при изменении сигнально-помеховой обстановки. Весовые коэффициенты адаптивного фильтра полностью определяются помехой [11, 19].

Поэтому для подавления внешних шумов и помех в сигнале содара введем дополнительный канал с приемной антенной, по возможности максимально экранированной от получения атмосферного рассеянного сигнала. Такая конструкция называется адаптивным компенсатором помех.

В этом случае система преобразуется в устройство динамического типа (а не статического, как ранее), способного изменять свои параметры в зависимости от внешних воздействий [7].



Рис. 1. Структурная схема преобразований входного сигнала

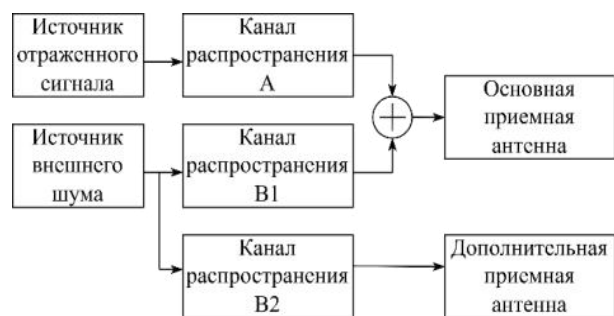


Рис. 2. Структурная схема формирования сигналов в системе с двумя приемными антеннами

В таком случае мы имеем два принятых сигнала:

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{H}_C \mathbf{X} + \mathbf{H}_{П1} \mathbf{N}. \quad (2)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \mathbf{H}_{П2} \mathbf{N}. \quad (3)$$

Первый принимается основной антенной содара и содержит как полезный сигнал из атмосферы, так и шумовой. А второй сигнал, принимаемый дополнительной антенной, как правило, ненаправленной, содержит преимущественно шум. Существенное различие в коэффициентах направленного действия антенн позволяет осуществить их развязку по приему полезного сигнала. Каналы распространения шумов (см. рис. 2) В1 и В2 практически одинаковы.

Используя дополнительный канал В2, можно подавить внешние шумы и помехи в основном канале. Для этого сигнал $\mathbf{Y}_2$ пропускается через фильтр с коэффициентами $\mathbf{C}$ (рис. 3, 4) [9], значения которых можно определить через решение уравнения:

$$\mathbf{H}_C \mathbf{X} = \mathbf{Y}_1 + \mathbf{C} \mathbf{Y}_2 = \mathbf{H}_C \mathbf{X} + \mathbf{H}_{П1} \mathbf{N} + \mathbf{C} \mathbf{H}_{П2} \mathbf{N}. \quad (4)$$

Взвешивание сигналов осуществляется только в дополнительном канале, а в основном не производится. Решая эту задачу, получаем

$$\mathbf{C} \mathbf{H}_{П2} \mathbf{N} = -\mathbf{H}_{П1} \mathbf{N} \quad (5)$$

и определяем коэффициенты адаптивного фильтра:

$$\mathbf{C} = -\mathbf{H}_{П1} \cdot \mathbf{H}_{П2}^{-1}. \quad (6)$$

Сам цифровой адаптивный фильтр состоит из элементов задержки, умножителей и сумматора. Коэффициенты фильтра определяют веса задержанных отсчетов входного сигнала в суммарном сигнале на выходе фильтра (см. рис. 4). Адаптивный фильтр изменяет свои коэффициенты для минимизации уровня помехи на выходе системы. Линии задержки с отводами позволяют перестраивать коэффициент передачи для широкого спектра частот.

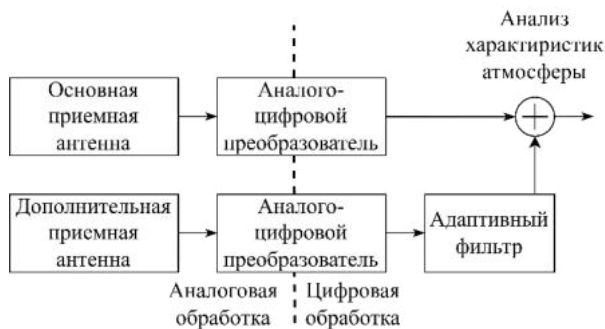


Рис. 3. Структурная схема подключения адаптивного фильтра для подавления внешних шумов и помех

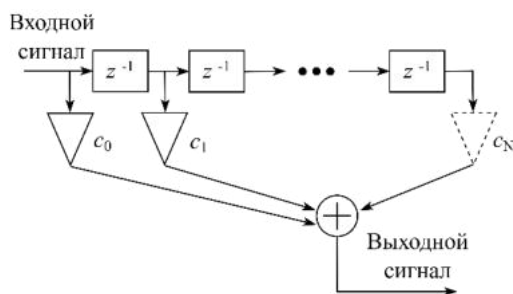


Рис. 4. Структурная схема цифрового фильтра

Символ z^{-1} обозначает оператор единичной задержки на один такт дискретного времени. Коэффициенты $c_0, c_1, \dots, c_N$ являются весовыми коэффициентами фильтра. Выходной сигнал формируется как взвешенная сумма текущего и задержанных входных отсчетов.

Процесс подавления шумов разделяется на два этапа. Первый этап связан с обучением. В течение этого времени необходимо рассчитать коэффициенты адаптивного фильтра $\mathbf{C}$. Для этого зондирующий сигнал не излучается, а содар принимает только внешние шумы. В результате получаем

$$\mathbf{Y}_1' = \mathbf{H}_{П1} \mathbf{N}. \quad (7)$$

$$\mathbf{Y}_2' = \mathbf{H}_{П2} \mathbf{N}. \quad (8)$$

Представим $\mathbf{Y}_2'$ в виде матрицы $\mathbf{Y}_2''$, где элементы каждой строки соответствуют значениям на ответвлениях адаптивного фильтра в разные моменты времени [11]. Тогда коэффициенты адаптивного фильтра определяются как:

$$\mathbf{C} = -\mathbf{Y}_1' \mathbf{Y}_2''^{-1}. \quad (9)$$

В настоящей работе для обработки сигналов используется подход через преобразование Фурье: исходная временная реализация представляется в виде совокупности спектральных компонент, а коэффициенты $\mathbf{C}$ вычисляются сразу на всей выборке. Этот метод позволяет использовать истинные оценки спектральных характеристик сигнала и помехи на основе полной информации о записи, что особенно важно при анализе сигналов атмосферного зондирования, где точность спектральных параметров критична. В отличие от адаптивных алгоритмов, таких как LMS, NLMS, RLS или APA [6, 9], где коэффициенты фильтра обновляются пошагово и время сходимости зависит от длины фильтра, шага обучения и условий сигнала, используемый подход обеспечивает мгновенное вычисление коэффициентов для всей выборки, исключая накопление ошибок и влияние временной задержки адаптации.

При этом следует учитывать, что «мгновенная сходимость» здесь имеет сугубо математический характер: в реальной ситуации невозможно знать будущие значения сигнала, поэтому пошаговые адаптивные методы остаются единственным вариантом для работы в реальном времени. Тем не менее для целей данной работы, направленной на исследование спектральных свойств сигнала и оценку точных коэффициентов на основании полной записи, использование данного подхода является оправданным. Оно позволяет минимизировать влияние шумов и корреляций каналов, а также получить эталонные значения коэффициентов, которые могут быть использованы для дальнейшего анализа и сравнения последующего результата с адаптивными алгоритмами в режиме реального времени.

На втором этапе шумоподавления рассчитанные коэффициенты фильтра фиксируются и осуществляется зондирование атмосферы в штатном режиме.

Очевидными недостатками такой системы являются задержка по времени для обучения фильтра

и ограничения на скорость изменения характеристик помехи. Время подстраивания системы адаптации зависит от количества адаптивных коэффициентов. Увеличение числа компенсационных каналов способствует повышению помехоустойчивости системы в целом, так как количество подавляемых помех пропорционально числу дополнительных приемных каналов. Если время адаптации является критичным фактором, то можно использовать другой алгоритм адаптации. Например, алгоритм градиентного спуска [5, 14], который подстраивает коэффициенты фильтра непрерывно, тем самым осуществляет слежение за параметрами помехи.

В результате работы такого адаптивного алгоритма с дополнительным каналом приема происходит компенсация шумов и помех, приходящих с направлений приема, не соответствующих основному.

Описание эксперимента

В качестве экспериментальной установки (рис. 5) для проверки работы адаптивного алгоритма системы шумоподавления для содара использовались два источника звукового излучения (динамики), два приемника (микрофоны) и персональный компьютер с аналоговым стереовходом и выходом. Один из динамиков излучал полезный сигнал, в качестве которого была выбрана гармоника на фиксированной частоте 1000 Гц, как у содара [1]. Второй динамик излучал сгенерированный белый шум в полосе приема. Основной приемный микрофон имел узкую диаграмму направленности в заданном направлении, а дополнительный микрофон был ненаправленный и экранирован от источника полезного сигнала. Вся последующая обработка выполнялась на персональном компьютере с использованием специального программного обеспечения.

Эксперимент также проходил в два этапа: обучение и подавление шумов. На этапе обучения источник полезного сигнала был выключен, второй источник излучал белый шум, принятые сигналы с обоих приемных микрофонов использовались для расчета коэффициентов адаптивного фильтра. На втором этапе оба источника включались, рассчитанные коэффициенты адаптивного фильтра использовались для подавления внешних шумов и выделения полезного сигнала.

Обработка сигналов выполнялась при частоте дискретизации 44 кГц. Спектральная обработка велась с использованием преобразования Фурье в полосе приёмной системы (рис. 6).



Рис. 5. Эскиз экспериментальной установки

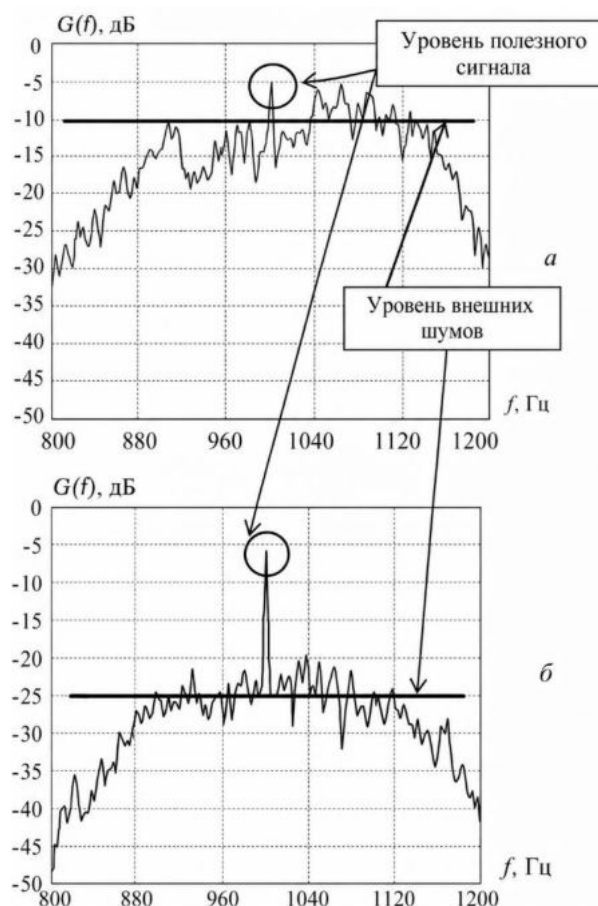


Рис. 6. Спектральная плотность мощности принимаемого сигнала до применения адаптивной фильтрации – а; после применения адаптивной фильтрации – б

Длительность каждой реализации составляла 1 с, что соответствует объему выборки $N = 44000$ отсчетов. Для повышения статистической достоверности результаты усреднялись по ансамблю из 10 независимых реализаций шума, сформированных с различными начальными условиями генератора.

Результаты эксперимента

Для оценки эффективности описанного метода была сделана оценка отношения С/Ш до применения фильтрации и после (см. рис. 6).

Как видно из рис. 6, а, исходный уровень полезного сигнала был равен приблизительно -5 дБ, при этом средний уровень внешних шумов около -10 дБ. Таким образом, отношение С/Ш в пределах полосы приема составляло 5 дБ. На самом деле здесь делается допущение: настоящий уровень полезного сигнала ниже, а в данном случае используется уровень суммы сигнала и шума. После применения адаптивной фильтрации (см. рис. 6, б) видно, что уровень полезного сигнала уменьшился до -6 дБ, а средний уровень шумов – до -25 дБ, т.е. отношение С/Ш увеличилось до 19 дБ. Таким образом, использование адаптивной фильтрации позволило улучшить отношение сигнал/шум на 14 дБ.

Другой подход к шумоподавлению проще и использует один рабочий канал локатора. Алгоритм его работы основан на вычитании спектра шума из спектра зашумленного сигнала [1] и за счет этого

выделении из шумов частоты принимаемого сигнала с доплеровским смещением при измерениях скорости ветра (рис. 7).

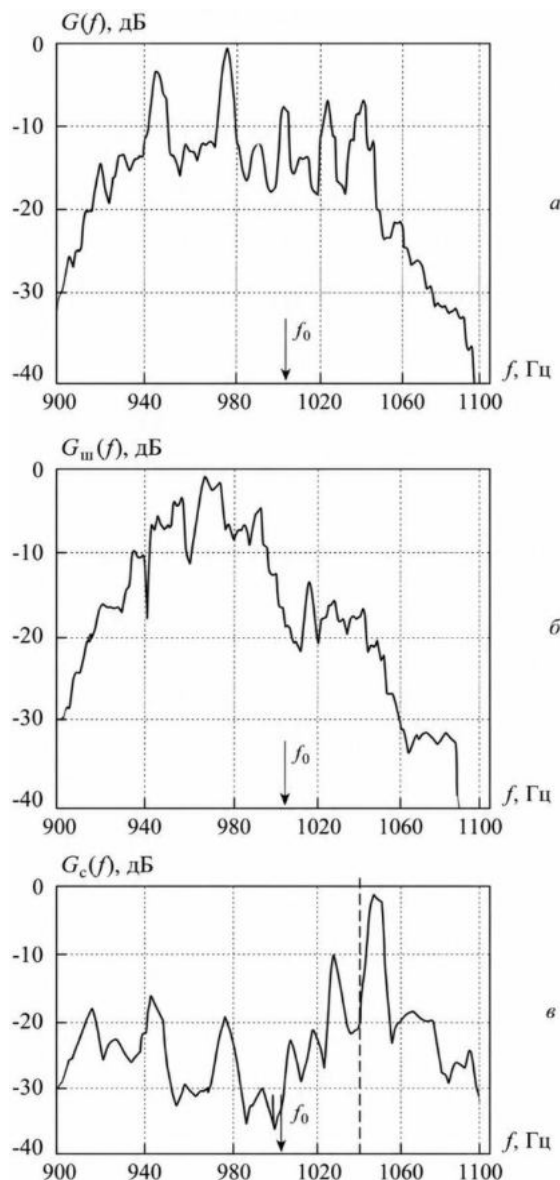


Рис. 7. Нормированные спектральные плотности мощности в отдельных строках: зашумлённый спектр сигнала (средний по 10 циклам зондирования) – а; средний спектр шума – б; спектр сигнала по результатам компенсации – в; f_0 – несущая частота локатора; пунктирная линия соответствует ожидаемой частоте принимаемого сигнала с доплеровским смещением, определенной по независимому измерению радиальной составляющей скорости ветра

Дело в том, что величина периода непрерывно зондирования в локаторах изначально выбирается такой, чтобы не было наложений сигналов из предыдущего цикла зондирования в последующий. Таким образом, в конце каждого периода зондирования реализация принимаемого сигнала представлена только шумом, и последний выделяемый для обработки строб является шумовым. Отсюда вытекает возможность определенной компенсации принимаемых шумов.

Период зондирования локатора на несущей частоте $f_0 = 1000$ Гц составлял 6 с, длительность зондирующего импульса 0,1 с. Отсюда предельная дальность (высота) зондирования составляла около 1000 м, а строб по дальности – 17 м. При четырехкратной частоте дискретизации имели по 200 отсчетов в строке. Спектры мощности зашумленного сигнала и шума определялись с использованием преобразования Фурье в полосе приемной системы.

На рис. 7 представлен пример из натурального эксперимента по зондированию атмосферы. Приведены спектры шума $G_{ш}(f)$ (см. рис. 7, б), полезного сигнала до $G(f)$ (см. рис. 7, а) и после процесса шумоочистки $G_c(f) = G(f) - G_{ш}(f)$ (см. рис. 7, в). Видно, что при данном способе шумоочистки возможно выделение доплеровской частоты сигнала, близкой к ожидаемой при имеющейся скорости ветра, тогда как в спектре исходного зашумленного сигнала это невозможно было сделать или приводило к большим ошибкам (см. рис. 7, а). Ну а количественные показатели эффективности способа нуждаются в дополнительных исследованиях.

Заключение

На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Использование простейшего алгоритма адаптивной фильтрации позволяет улучшить С/Ш до 14 дБ. В зондирующей системе, ограниченной внешними шумами это можно использовать для того, чтобы снизить мощность, потребляемую излучателем (до 25 раз), или увеличить дальность зондирования.
2. Преимуществом адаптивного компенсатора перед другими методами повышения помехоустойчивости и устранения помех является то, что для синтеза адаптивного фильтра не требуются априорные сведения о сигнально-помеховой обстановке, а именно, направления прихода активных помех. Метод работает тем лучше, чем меньше присутствует составляющей полезного сигнала на входе компенсационного канала.
3. Происходит подавление помех, которые могут перекрывать спектр полезного сигнала в полосе частот.
4. С точки зрения аппаратных изменений для дополнения существующих систем функцией адаптивной фильтрации потребуется установка дополнительного ненаправленного приемника (микрофона).
5. Способ спектральной компенсации шумов и выделения частоты принимаемого сигнала более экономичен и оперативен в доплеровских локаторах при измерении высотного профиля скорости ветра. Он позволяет выделять частоту принимаемого сигнала при низких отношениях сигнал/шум.
6. Подавление внешних шумов позволит уменьшить требования к выбору мест размещения зондирующей системы. Повысится точность получаемых данных в условиях повышенного уровня фонового шума и расширится область применения содаров, так как они смогут эксплуатироваться в местах, которые ранее считались неподходящими из-за высокого уровня акустических помех.

7. Для увеличения эффективности адаптивной фильтрации в дальнейшем планируется исследовать более сложные алгоритмы «обучения», обладающие высокой скоростью сходимости.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИМКЭС СО РАН по проекту № FWRG-2026-0006.

Литература

1. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. – Томск: Водолей, 2001. – 278 с.
2. Bradley S. Atmospheric Acoustic Remote Sensing: Principles and Applications. – CRC Press Taylor & Francis Group, 2007. – 296 p.
3. Kumar N. Design and Development of SODAR Antenna Structure / N. Kumar, K. Soni, R. Agarwall // Mapan – Journal of Metrology Society of India. – 2021. – Vol. 36, No. 4. – P. 785–793.
4. Remtech General Catalogue [Электронный ресурс]. – URL: <https://remtechinc.com> (дата обращения: 04.04.2025).
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
6. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
7. Мозинго Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Мозинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
8. Haykin S. Adaptive Filter Theory. – 5th ed. – Pearson Education, 2014. – 897 p.
9. Шильман С.В. Адаптивная фильтрация временных рядов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 1995. – 180 с.
10. Abbot G. A Survey on Adaptive Noise Cancellation Technique and Adaptive Algorithms / G. Abbot, D. Sharma // Journal of Emerging Technologies and Innovative Research. – 2019. – Vol. 6, Iss. 6. – P. 90–93.
11. Столбов М.Б. Выделение речи с использованием адаптивного компенсатора помех с двумя микрофонами / М.Б. Столбов, С.В. Перелыгин // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 7. – С. 127–136.
12. Cheer J. Beyond anti-noise: foundations and the future of active sound control / J. Cheer, F. Langfeldt // Acoustics Today. – 2024. – Vol. 20, no. 2. – P. 31–39. DOI: 10.1121/AT.2024.20.2.31.
13. Lakshmikanth S. Noise Cancellation in Speech Signal Processing – A Review / S. Lakshmikanth, K. Natraj, K. Rekha // International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering. – 2014. – Vol. 3, Iss. 1. – P. 5175–5186.
14. Liu Y. Review of Advances in Active Impulsive Noise Control with Focus on Adaptive Algorithms / Y. Liu, Z. Lei // Applied Sciences. – 2024. – Vol. 14. – Art. No. 1218. DOI: 10.3390/app14031218.
15. An active noise control system based on reference signal decomposition / Z. Zhang, S. Chen, Z. Zhou, H. Li // Digital Signal Processing. – 2022. – Vol. 129. – Art. No. 103676. DOI: 10.1016/j.dsp.2022.103676.
16. Адаптивная система активного гашения акустического широкополосного излучения с динамической калибровкой / А.В. Львов, В.А. Карасева, О.А. Потапов, А.М. Соков // Акустический журнал. – 2023. – Т. 69, № 3. – С. 357–366.
17. Benesty J. Microphone Arrays / J. Benesty, J. Chen, Y. Huang. – Springer, 2024 – 223 p.
18. Yin L. Adaptive parallel filter method for active cancellation of road noise inside vehicles // Mechanical Systems and Signal Processing. – 2023. – Vol. 193. – Art. No. 110274. DOI: 10.1016/j.ymssp.2023.110274.
19. Родионов А.А. Шумопеленгация акустических источников с помощью решеток микрофонов при наличии интенсивной помехи / А.А. Родионов, В.Ю. Семенов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2023. – Т. 66, № 4. – С. 253–261.
20. Хохлов В.К. Пеленгация локализованного источника акустических излучений на основе спектрального метода обработки сигналов / В.К. Хохлов, Ж.С. Коршикова // Вестник Моск. гос. технического университета им. Н.Э. Баумана. – Сер.: Приборостроение. – 2010. – № 1 (78). – С. 62–73.
21. Красненко Н.П. Акустическое обнаружение низкочастотных дронов / Н.П. Красненко, И.А. Рыбаков, А.С. Раков // Труды XXXVI сессии Российского акустического общества, Москва, 21–25 октября 2024 г. – М.: ГЕОС, 2024. – С. 320–326.
22. Metek GmbH Germany [Электронный ресурс]. URL: <https://metek.de> (дата обращения: 09.04.2025).
23. Atmospheric Research & Technology [Электронный ресурс]. – URL: <https://sodar.com/> (дата обращения: 12.04.2025).

Красненко Николай Петрович

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. радиотехнических систем
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Зав. лаб., гл. н.с. Институт мониторинга климатических
и экологических систем СО РАН (ИМКЭС СО РАН)
Академический пр-т, 10/3, г. Томск, Россия, 634055
ORCID: 0000-0002-7499-6635
Тел.: +7 (382-2) 49-24-18
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

Рыбаков Иван Андреевич

Аспирант, м.н.с. ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-24-18
Эл. почта: vaniarybakov98@gmail.com

Трофимов Георгий Александрович

Аспирант ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-24-18
Эл. почта: georgtrof@gmail.com

Поступила в редакцию: 23.01.2026.
Принята к публикации: 07.05.2026.

Krasnenko N.P., Rybakov I.A., Trofimov G.A.
Adaptive suppression of external noise in atmospheric acoustic sounding systems

Relevance. Acoustic radars (sodars) are widely used for remote atmospheric monitoring; however, their operation is significantly constrained by external noise. **Purpose of the study** is to develop and experimentally validate adaptive noise suppression algorithms that increase the signal-to-noise ratio directly in the sodar receiving path and enable the extraction of the useful signal under a complex interference environment. **Methods.** An adaptive noise canceller with an additional omnidirectional antenna element is proposed, where the filter coefficients are computed based on a full time realization, along with a noise spectral subtraction method for a single-channel system. Experimental verification was carried out on a laboratory setup using a harmonic useful signal and broadband noise. A spectral noise cancellation method was also proposed and tested in a field experiment. **Novelty.** The spectral noise compensation method is applied for the first time to extract

Doppler frequency shifts in conditions where direct signal detection is impossible. Unlike threshold-based procedures used in commercial sodars, the adaptive canceller operates at the physical level prior to spectral processing, attenuating the interference component and improving the signal-to-noise ratio. **Results.** A 14 dB improvement in signal-to-noise ratio was experimentally obtained using the adaptive filter. Single-channel spectral noise subtraction was shown to reliably identify the Doppler frequency of a scattered signal even at low initial signal-to-noise ratios. **Practical significance.** The achieved increase in signal-to-noise ratio is equivalent to reducing the required radiated power by up to 25 times, or, alternatively, to a corresponding increase in probing height. The results allow for expanding the range of sites suitable for sodar installation to include areas with high background acoustic noise and for upgrading existing systems by adding an additional compensation channel.

Keywords: acoustic systems, sounding, atmosphere, adaptive filtering, noise suppression.

Funding. The work was carried out within the state assignment of the Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences (IMCES SB RAS) under the project No. FWRG-2026-0006.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-20-26

References

1. Krasnenko N.P. *Akusticheskoe zondirovanie atmosfernogo pogranichnogo sloya* [Acoustic sounding of the atmospheric boundary layer]. Tomsk, Vodoley Publ., 2001, 278 p. (in Russ.).
2. Bradley S. *Atmospheric Acoustic Remote Sensing: Principles and Applications*. CRC Press Taylor & Francis Group, 2007, 296 p.
3. Kumar N., Soni K., Agarwall R. Design and Development of SODAR Antenna Structure. *Mapan – Journal of Metrology Society of India*, 2021, vol. 36, no. 4, pp. 785–793.
4. REMTECH General Catalogue. Available at: <https://remtechinc.com> (accessed: 4 April 2025).
5. Dzhigan V.I. *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive filtering of signals: theory and algorithms]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2013, 528 p. (in Russ.).
6. Uidrou B., Stirnz S. *Adaptivnaya obrabotka signalov* [Adaptive signal processing]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1989, 440 p. (in Russ.).
7. Mozingo R.A., Miller T.U. *Adaptivnye antennye reshетки* [Adaptive antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986, 448 p. (in Russ.).
8. Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. 5th ed., Pearson Education, 2014, 897 p.
9. Shil'man S.V. *Adaptivnaya fil'tratsiya vremennykh ryadov* [Adaptive filtering of time series]. Nizhny Novgorod, NNGU Publ., 1995, 180 p. (in Russ.).
10. Abbot G., Sharma D. A Survey on Adaptive Noise Cancellation Technique and Adaptive Algorithms. *Journal of Emerging Technologies and Innovative Research*, 2019, vol. 6, iss. 6, pp. 90–93.
11. Stolbov M.B., Perelygin S.V. Speech enhancement using dual microphone adaptive noise canceller. *Radiotekhnika*, 2023, vol. 87, no. 7, pp. 127–136.
12. Cheer J., Langfeldt F. Beyond anti-noise: foundations and the future of active sound control. *Acoustics Today*, 2024, vol. 20, no. 2, pp. 31–39. DOI: 10.1121/AT.2024.20.2.31.
13. Lakshmikanth S., Natraj K., Rekha K. Noise Cancellation in Speech Signal Processing – A Review. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 2014, vol. 3, iss. 1, pp. 5175–5186.
14. Liu Y., Lei Z. Review of Advances in Active Impulsive Noise Control with Focus on Adaptive Algorithms. *Applied Sciences*, 2024, vol. 14, art. no. 1218. DOI: 10.3390/app14031218.
15. Zhang Z., Chen S., Zhou Z., Li H. An active noise control system based on reference signal decomposition. *Digital Signal Processing*, 2022, vol. 129, art. no. 103676. DOI: 10.1016/j.dsp.2022.103676.
16. L'vov A.V., Karaseva V.A., Potapov O.A., Sokov A.M. *Adaptivnaya sistema aktivnogo gasheniya akusticheskogo shirokopolosnogo izlucheniya s dinamicheskoy kalibrovkoy* [Adaptive system for active cancellation of broadband acoustic radiation with dynamic calibration]. *Akusticheskij Zhurnal*, 2023, vol. 69, no. 3, pp. 357–366 (in Russ.).
17. Benesty J., Chen J., Huang Y. *Microphone Arrays*. Springer, 2024, 223 p.
18. Yin L. Adaptive parallel filter method for active cancellation of road noise inside vehicles. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2023, vol. 193, art. no. 110274. DOI: 10.1016/j.ymssp.2023.110274.
19. Rodionov A.A., Semenov V.Yu. Noise Direction Finding of Acoustic Sources by Using Microphone Antenna Arrays in the Presence of Intense Interference. *Radiophysics and Quantum Electronics*, 2023, vol. 66, no. 4, pp. 227–234.
20. Khokhlov V.K., Korshikova Zh.S. *Pelengatsiya lokalizovannogo istochnika akusticheskikh izlucheniya na osnove spektral'nogo metoda obrabotki signalov* [Direction finding of a localized acoustic radiation source based on a spectral signal processing method]. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*, 2010, no. 1 (78), pp. 62–73 (in Russ.).
21. Krasnenko N.P., Rybakov I.A., Rakov A.S. *Akusticheskoe obnaruzhenie nizkoletyashchikh dronov* [Acoustic detection of low-flying drones]. *Trudy XXXVI sessii Rossiyskogo akusticheskogo obshchestva [Proceedings of the XXXVI session of the Russian Acoustic Society]*, Moscow, 21–25 October 2024. Moscow, GEOS Publ., 2024, pp. 320–326 (in Russ.).
22. Metek GmbH Germany. Available at: <https://metek.de> (accessed: 09 April 2025).
23. Atmospheric Research & Technology. Available at: <https://sodar.com/> (accessed: 12 April 2025).

Nikolay P. Krasnenko

Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Head of Laboratory, Chief Researcher, Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences (IMCES SB RAS),
10/3 Akademicheskoy Ave., Tomsk, 634055
ORCID: 0000-0002-7499-6635
Phone: +7 (382-2) 49-24-18
Email: krasnenko@imces.ru

Ivan A. Rybakov

Postgraduate student, Junior Research Fellow, IMCES SB RAS
Phone: +7 (382-2) 49-24-18
Email: vaniarybakov98@gmail.com

Georgy A. Trofimov

Postgraduate student, IMCES SB RAS
Phone: +7 (382-2) 49-24-18
Email: georgtrof@gmail.com

Received: 23.01.2026.

Accepted: 07.05.2026.

УДК 621.396.677

Шифр специальности ВАК: 2.2.13

Н.В. Шеремет, Г.А. Фокин

Экспериментальная апробация SDR-демонстратора технологии диаграммообразования

Актуальность. Технологии диаграммообразования (управления лучом) являются ключевыми для перспективных стандартов мобильной связи, однако, несмотря на обилие имитационных исследований в этой области, экспериментальная апробация на базе программно-конфигурируемого радио (SDR) сдерживается высокой стоимостью многоканальных решений и сложностью синхронизации, что делает актуальной разработку доступного SDR-демонстратора. **Цель исследования.** Построение и экспериментальная апробация системы на базе программно-конфигурируемого радио для исследования технологии диаграммообразования. Данный подход требует как наличия дорогостоящих SDR плат с несколькими трактами приема и передачи, так и достаточно высоких компетенций по организации такого эксперимента. **Научная новизна.** В настоящей работе впервые предлагается способ объединения пары двухканальных плат USRP B210 в демонстратор диаграммообразования с четырехэлементной антенной решеткой посредством отечественных устройств частотно-временной синхронизации Метроном. **Методы.** Раскрывается программно-аппаратная реализация предлагаемого способа: описывается макет четырехэлементной линейной антенной решетки, формализуются программные модули на основе UHD-драйвера, обеспечивающие необходимую точность частотной и временной синхронизации двух отдельных SDR-устройств для амплитудно-фазовой обработки радиосигналов при диаграммообразовании. **Результаты.** Приводятся результаты экспериментальной апробации разработанного SDR-демонстратора технологии диаграммообразования при работе на прием. В первом приближении показана работоспособность разработанного SDR-демонстратора на примере частного эксперимента по оценке разрешающей способности пространственного разрешения двух источников алгоритмом MUSIC. Теоретическая значимость заключается в научном обосновании возможности объединения нескольких SDR-устройств с требуемой для диаграммообразования частотной и временной синхронизацией. **Практическая значимость.** Предложен способ экспериментальной апробации алгоритмов диаграммообразования без необходимости приобретения дорогостоящих многоканальных SDR-устройств. **Ключевые слова:** диаграммообразование, антенная решётка, 5G, SDR. **DOI:** 10.21293/1818-0442-2026-29-1-27-39

Введение

Современные и перспективные стандарты мобильной связи пятого 5G и последующего 6G поколений для соответствия постоянно растущим требованиям к ключевым показателям функционирования KPI широко используют антенные решетки (АР) и технологии диаграммообразования в диапазоне миллиметровых волн (ММВ) [1]. Например, стандарт 5G в соответствии с 15-м релизом спецификации 3GPP TR 22.261 [2] предусматривает максимальную скорость до 3 Гбит/с в диапазоне 25–39 ГГц.

Диапазон ММВ из-за высоких потерь при распространении радиоволн (РРВ) имеет малую дальность распространения. Данный фактор приводит к увеличению плотности размещения базовых станций. Рост числа абонентов, происходящий за счёт компонентов систем интернета вещей, умного города и промышленных систем, также увеличивает плотность абонентов внутри сети. Антенные решётки за счёт настройки диаграммы направленности (ДН) позволяют компенсировать потери РРВ [3], а также повысить показатели абонентской емкости сети за счёт пространственного разделения сигналов [4].

Несмотря на достаточное число отечественных и зарубежных публикаций в данной предметной области за последние годы [5–7], большинство из них опирается на средства имитационного моделирования. В работе [5] исследуется передающий тракт базовой станции стандарта пятого поколения и устанавливаются

ливаются типы модуляции, допустимые при указанной мощности передатчика в соответствии с величиной вектора ошибки, определённой спецификациями. В [6] для стандартов 4/5G производится расчёт ослаблений сигнала на трассе; результаты моделирования показывают, что дальность связи в сети четвёртого поколения в среднем на 9,3% выше, чем в сети пятого поколения. Перспективные методы машинного обучения для управления лучом в 5G также исследуются средствами имитационного моделирования в [7].

Помимо моделирования перспективным направлением исследований вопросов диаграммообразования (ДО) является их экспериментальная апробация с использованием устройств программно-конфигурируемого радио SDR (Software Defined Radio).

На сегодняшний день доступных SDR-устройств диапазона ММВ достаточно мало, а их стоимость является серьезным препятствием для приобретения. В то же время на рынке достаточно SDR устройств диапазона до 6 ГГц, на которых также можно апробировать алгоритмы диаграммообразования [8], оценки угла прихода сигналов [9] и использовать при прототипировании радиолиний 5G [10]. В [11] предлагается многоантенная SDR-система диапазона до 6 ГГц для оценки канальных характеристик и эффективности управления лучом в сетях 4G.

В [12] устройства программно-конфигурируемого радио применяются для экспериментальной апробации нормированного алгоритма выбора ан-

тенны в MIMO (Multiple Input Multiple Output, множественные входы и множественные выходы) системах при прототипировании 5G. В [13] SDR устройства используются для верификации виртуальных измерений характеристик MIMO канала при связи между автомобилем и базовой станцией.

Работа [14] посвящена задаче сканирования спектра средствами программно-конфигурируемого радио в условиях высокоподвижных радиосистем с использованием MIMO. В [15] приводится система на базе SDR для оценки канальных характеристик в сетях радиодоступа диапазона до 6 ГГц, применяемых в железнодорожной инфраструктуре. В [16] проводится измерение угла прихода сигнала для технологии LoRa (Long Range – дальнее действие) с использованием одной двухканальной платы USRP B210 [17]. Использование только двух каналов ограничивает потенциальную точность оценки угла прихода и угловой сектор оценки.

Работа [18] рассматривает построение восьмиканальной системы оценки угла прихода сигналов на основе плат NI USRP 2945R, устройства обработки сигналов NI PXIe 8880 и соединительного устройства NI CPS-8910 – сложного и дорогостоящего оборудования. В работе [19] предложен способ построения четырехканальной системы на основе двух плат USRP B210 и комплексной подсистемы исправления фазовых сдвигов в реальном времени для медицинской томографии. Данная работа отличается от [19] используемым методом калибровки фазовых сдвигов, оборудованием синхронизации и задачами применения.

Проведенный анализ состояния проблемы [8–16, 18, 19], кратко изложенный в табл. 1, показывает, что задача экспериментальной апробации технологий ДО

с использованием SDR-устройств является актуальной и востребованной, в том числе в контексте развития сетей 5/6G.

В настоящей работе, насколько известно авторам, впервые предлагается и раскрывается программно-аппаратный способ объединения пары двухканальных плат USRP B210 в демонстратор диаграммообразования с применением устройств Метроном для частотной и временной синхронизации двух отдельных SDR-плат при четырехканальной амплитудно-фазовой обработке радиосигналов.

Целью работы является повышение ключевых показателей функционирования современных и перспективных сетей радиодоступа посредством разработки SDR-демонстратора технологии диаграммообразования. Задачей работы является научное обоснование возможности объединения нескольких устройств программно-конфигурируемого радио с требуемой для диаграммообразования частотной и временной синхронизацией посредством экспериментальной апробации оценки угла прихода сигнала четырехэлементной антенной решёткой.

Материал настоящей работы организован далее следующим образом. Раздел «Технологии диаграммообразования в современных и перспективных сетях радиодоступа» описывает сценарии применения антенных решёток для реализации технологий диаграммообразования. Раздел «Постановка задачи объединения SDR-плат в демонстраторе технологии ДО» раскрывает аппаратную часть SDR-демонстратора, обеспечивающую синхронный приём сигналов четырьмя каналами двух синхронизированных от внешнего источника плат программно-конфигурируемого радио.

Таблица 1

Анализ состояния проблемы				
Статья	Эксперимент	SDR оборудование	Число каналов (приём или передача)	Метод синхронизации
8	Диаграммообразование с использованием нескольких SDR	NI USRP 2945R × 4	4	Опорные сигналы тактирования и калибровочный сигнал
9	Оценка угла прихода сигнала	USRP B210	2	–
10	Прототипирование радиолонии 5G	NI USRP 2944R	2	Опорные сигналы тактирования и калибровочный сигнал
11	Прототипирование радиолонии 4G	NI USRP 2953R × 8	16	Опорные сигналы тактирования и калибровочный сигнал
12	Прототипирование радиолонии 5G	NI USRP 2943R × 4	8	Опорные сигналы тактирования
13	Эмуляция MIMO-канала	NI USRP 2943R	2	–
14	Зондирование спектра MIMO-канала	NI USRP 2954R	2	–
15	Оценка MIMO-канала 4G	NI USRP 2954 × 4	8	Синхронизация по сигналу глобальной навигационной системы
16	Оценка угла прихода LoRa	USRP B210	2	–
18	Оценка угла прихода	NI USRP 2945R × 4	8	Опорные сигналы тактирования и калибровочный сигнал
19	Медицинская томография	USRP B210 × 2	4	Опорные сигналы тактирования и собственная система калибровки
Данная работа	Апробация программно-аппаратного комплекса	USRP B210 × 2	4	Опорные сигналы тактирования и калибровочный сигнал

В разделе «Постановка задачи разработки специального программного обеспечения SDR-демонстратора ДО» обосновывается создание оригинального специального программного обеспечения и проводится анализ существующих альтернатив. Раздел «Структура и возможности специального программного обеспечения SDR-демонстратора ДО» описывает архитектуру и возможности специального программного обеспечения, позволяющего управлять SDR-оборудованием демонстратора и проводить обработку сигналов алгоритмами диаграммообразования. Заключительный раздел посвящён экспериментальной апробации SDR-демонстратора технологии диаграммообразования посредством измерения разрешающей способности алгоритма оценки угла прихода MUSIC.

Технологии диаграммообразования в современных и перспективных сетях радиодоступа

Ключевой характеристикой антенны является ДН, отражающая зависимость коэффициента усиления (КУ) от направления передачи или приёма сигнала. При этом диаграмма направленности взаимна и справедлива как для приёма, так и для передачи. Для повышения КУ, а также плотности базовых станций и пользовательских устройств применяются направленные антенны, которые могут усиливать сигнал в одном и ослаблять в другом направлении [20].

Формирование диаграммы направленности в AP осуществляется посредством внесения фазовых задержек в изначальный передаваемый или принимаемый сигнал [21]. Цифровое диаграммообразование позволяет использовать сложные адаптивные алгоритмы пространственно-временной обработки, подавления выбранных направлений, многолучевого приёма и передачи.

Антенные решётки способны формировать множество узких лучей в реальном времени для адаптации к условиям среды и задаче. Отдельные лучи позволяют переиспользовать между собой частотный, временной и кодовый ресурсы сети, тем самым реализуя множественный доступ с пространственным разделением (Spatial Division Multiple Access – SDMA) для значительного повышения спектральной эффективности и ёмкости сети связи [22].

Одной из важнейших характеристик AP является ширина главного лепестка диаграммы направленности – угол, внутри которого коэффициент усиления

уменьшается не более чем вдвое относительно максимума, то есть не более чем на 3 дБ. На данном этапе становится важным рост возможного числа элементов AP при переходе на более высокие частоты (чем больше в решётке антенн, тем уже главный лепесток и меньше относительно него боковые, хотя и больше их количество). Диаграммы направленности при разном количестве элементов линейной AP, полученные при моделировании, показаны на рис. 1. Более узкий луч обеспечивает больший КУ и меньший уровень внутрисистемных помех.

Методы имитационного моделирования позволяют проводить оценку характеристик любых конфигураций антенных решёток, исследовать свойства алгоритмов диаграммообразования и оценки угла прихода сигналов. Следующим после моделирования этапом является проведение практических экспериментов по апробации, что требует создания макета системы AP с реальными радиотрактами.

Постановка задачи объединения SDR-плат в демонстраторе технологии ДО

В прототипировании систем AP и на предприятиях реального сектора экономики, и в академической среде широкое распространение получили средства программно-конфигурируемого радио. Наиболее распространённые и доступные SDR-платы USRP имеют два радиочастотных канала, что позволяет макетировать системы MIMO 2×2. Однако такая размерность не позволяет полноценно исследовать алгоритмы диаграммообразования или оценки угла прихода из-за слишком широкого луча, низкой точности оценки и невозможности применения некоторых алгоритмов. Объединение нескольких SDR-устройств для создания антенных решёток из большого числа элементов если и поддерживается платформой, то требует синхронизации по времени и по частоте.

Диаграмма направленности антенной решётки создаётся из суперпозиции сигналов отдельных её элементов, смещённых друг относительно друга во времени или эквивалентно по фазе. Отсчёт внутреннего времени устройств SDR осуществляется по тактовому генератору частоты. Генераторы несвязанных плат в силу естественной нестабильности (из-за температуры, старения) будут возвращать отсчёты в разные моменты времени и, что самое главное, с изменяющейся разницей фаз.

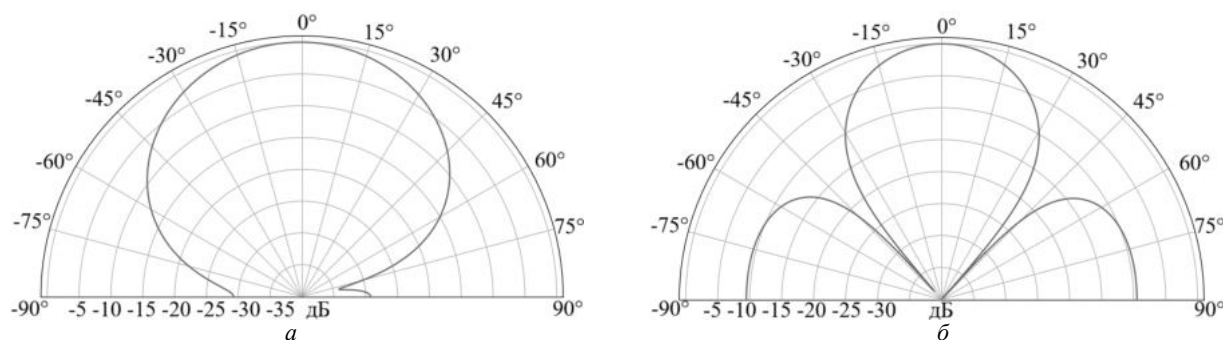


Рис. 1. Диаграмма направленности антенной решётки при разном числе элементов: двухэлементная решётка – а; четырёхэлементная решётка – б

Фазовый сдвиг между генераторами, а следовательно, и между каналами антенной системы приведёт к искажениям диаграммы направленности, и из-за постоянного изменения его будет невозможно компенсировать в реальном времени. Поэтому тактовые генераторы устройств программно-конфигурируемого радио при их объединении для построения AP нужно синхронизировать.

Для обеспечения статичного и компенсируемого фазового сдвига тактовый генератор каждой из плат подстраивается от общего внешнего высокостабильного генератора, обеспечивающего также соответствие частот во избежание межканальной интерференции (частотная синхронизация).

Временная синхронизация требует также подачи тактового сигнала от общего источника, задающего общую временную шкалу, гарантирующую начало выполнения операций приёма/передачи в один и тот же момент времени на разных устройствах.

Для прототипирования систем AP, апробации алгоритмов формирования луча, адаптивного диаграммообразования и оценки угла прихода в умных антеннах 5G в настоящей работе представлен разработанный SDR-демонстратор технологии диаграммообразования (рис. 2) [23].

Ядром демонстратора являются две платы программно-конфигурируемого радио USRP (Universal Software Radio Peripheral – универсальное программное радиопериферийное устройство) модели B210. Платформа B210 за счёт наличия двух радиочастотных трактов позволяет проводить макетирование систем MIMO размерности 2×2 .

В качестве источника сигналов синхронизации для плат выступает сервер точного времени «Metronom-PTP-1U-V2» [24].

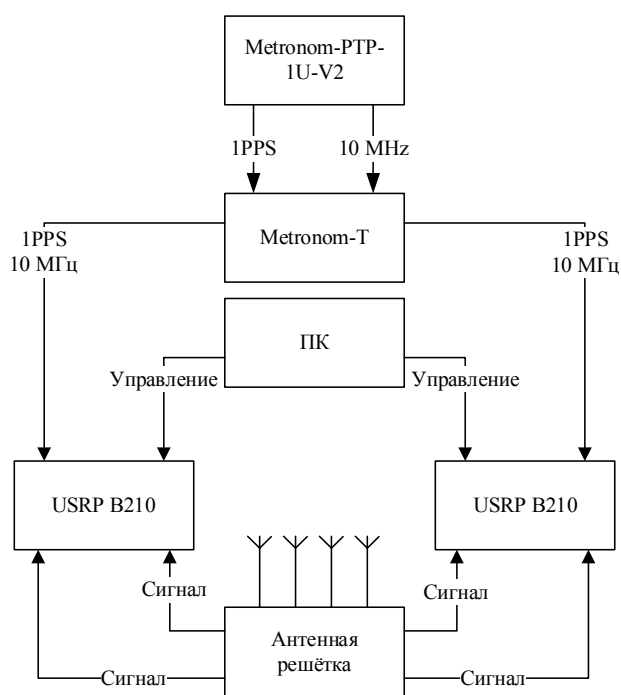


Рис. 2. Схема SDR-демонстратора технологии диаграммообразования

Генерируемый сервером прямоугольный сигнал с частотой 10 МГц используется для частотной синхронизации. Сигнал 1PPS (One Pulse Per Second – один импульс в секунду) также представляет собой прямоугольный импульс и служит для временной синхронизации. Сервер точного времени аппаратной версии 6.3 имеет по одному порту вывода требуемых сигналов, поэтому для их передачи на несколько устройств используется транслятор «Метроном-Т» [25], позволяющий передавать пары этих сигналов на четыре устройства максимум. Для передачи сигналов от «Metronom-PTP-1U-V2» к «Метроном-Т» и от «Метроном-Т» к двум USRP B210 используются SMA кабели длиной 1 м каждый.

Платы USRP B210 были выбраны за широкую распространённость и относительно низкую цену. Перед созданием SDR-демонстратора было проведено сравнение плат USRP различных моделей и семейств для оценки их потенциального применения в многоканальной MIMO-системе как для приёма при оценке угла прихода сигнала, так и для передачи при формировании луча. При сравнении ключевыми параметрами были приняты: количество радиочастотных каналов, диапазон частот, максимальная ширина полосы, интерфейс подключения к управляющему устройству (хосту), поддерживаемые возможности синхронизации и цена. В табл. 2 рассмотрены платы с публично доступными ценами: USRP B200mini [26], USRP B210, USRP X300 [27], USRP N320 [28], USRP N321 [29] и USRP X410 [30].

Цена двух плат USRP B210 составляет 357 094 руб., что меньше, чем цены на SDR-платы других моделей в количествах, необходимых для построения четырёхканальной системы. В описываемом в данной работе SDR-демонстраторе для синхронизации плат используются устройства Метроном, однако их цена недоступна публично, поэтому в рамках сравнения будет использоваться аналогичный генератор опорных сигналов OctoClock-G CDA-2990 [31]. Данное устройство имеет по 8 выходов сигналов 10 МГц 1PPS, цена составляет 310 794 руб. (по курсу рубля к доллару на 03.05.2026).

Цена связки из двух плат USRP B210 и генератора OctoClock-G CDA-2990 составляет 667 889 руб., что меньше цены альтернативных решений, не требующих отдельного генератора опорных сигналов (N320, N321, X410).

Приведённое сравнение характеристик и цен показывает отсутствие необходимости в покупке дорогостоящих платформ для прототипирования многоканальных систем.

Внешний вид подсистемы частотно-временной синхронизации на базе устройств Метроном SDR-демонстратора показан на рис. 3. Общий вид SDR-демонстратора технологии диаграммообразования показан на рис. 4.

Антенная решётка, показанная на рис. 5, состоит из четырёх антенн Уда-Яги с центральной частотой 2400 МГц и шириной главного лепестка диаграммы направленности 60° .

Сравнение характеристик SDR-платформ

Платформа	Радиочастотные каналы	Диапазон частот	Полоса пропускания	Интерфейс подключения	Возможности синхронизации	Цена, руб. ¹	Цена на 4 канала, руб.
USRP B200mini	1 TX ² / 1 RX ³	70 МГц – 6 ГГц	56 МГц	USB ⁴ 3.0	10 МГц и 1PPS	112 424	449 696
USRP B210	2 TX / 2 RX	70 МГц – 6 ГГц	56 МГц	USB 3.0	10 МГц и 1PPS	178 547	357 094
USRP X300	2 Слота для дочерних плат	До 6 ГГц	160 МГц	PCIe ⁵ x4, Dual 10 GigE ⁶ , Dual 1 GigE;	10 МГц и 1PPS, GPSDO ⁷	704 616	1 409 232 + дочерние платы
USRP N320	2 TX / 2 RX	3 МГц – 6 ГГц	200 МГц	2× SFP ⁸ , 1× QSFP ⁹ (1/10 GigE, Aurora);	10 МГц и 1PPS, GPSDO, Ввод сигнала тактового генератора	1 774 031	3 548 062
USRP N321	2 TX / 2 RX	3 МГц – 6 ГГц	200 МГц	2× SFP+, 1× QSFP+ (1/10 GigE, Aurora);	10 МГц и 1PPS, GPSDO, Ввод и вывод сигнала тактового генератора	1 995 589	3 991 178
USRP X410	4 TX / 4 RX	1 МГц – 7,2 ГГц	400 МГц	2× QSFP28 (10/100 GbE, Aurora), 2× iPass+ zHD (PCIe10 Gen3 x8);	10 МГц и 1PPS, GPSDO, Ввод и вывод сигнала тактового генератора	2 469 896	2 469 896

¹ Цены приведены по курсу рубля к доллару на 03.05.2026. ² Передающий канал. ³ Принимающий канал.

⁴ Universal Serial Bus – универсальная последовательная шина. ⁵ Peripheral Component Interconnect Express – экспресс-соединение периферийных компонентов. ⁶ Gigabit Ethernet – гигабитный Ethernet.

⁷ Global Positioning System Disciplined Oscillator – Определяемый глобальной навигационной системой генератор.

⁸ Small Form-factor Pluggable – подключаемые устройства малого форм-фактора.

⁹ Quad Small Form-factor Pluggable – четверные подключаемые устройства малого форм-фактора.



Рис. 3. Подсистема частотно-временной синхронизации на базе устройств Метроном

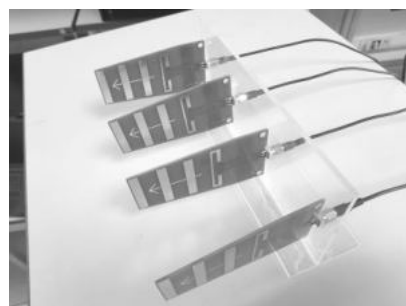


Рис. 5. Антенная решётка SDR-демонстратора



Рис. 4. Общий вид SDR-демонстратора технологии ДО

Антенны размещены на расстоянии, равном половине длины волны их центральной частоты 0,0625 м и соединены с соответствующими портами плат SDR-кабелями SMA-длиной по 3 м каждый.

Описанная аппаратная часть обеспечивает корректный приём/передачу сигналов для осуществления ДО или оценки угла прихода, однако их обработка соответствующими алгоритмами требует специализированного программного обеспечения.

Постановка задачи разработки специального программного обеспечения SDR-демонстратора ДО

При работе с платами программно-конфигурируемого радио возникает необходимость выбора специализированного программного обеспечения (СПО) для взаимодействия с SDR-устройством. Данный выбор должен осуществляться в соответствии с решаемыми задачами.

Во-первых, СПО должно поддерживать как работу известных алгоритмов, так и их модификацию с целью проверки новых подходов. Во-вторых, необходимо обеспечить в СПО возможность моделировать работу известных и модифицированных алгоритмов

для установления теоретических пределов и первичной оценки их эффективности.

В-третьих, после имитационного моделирования для дальнейшей проверки в радиоэфире СПО должно поддерживать экспериментальную апробацию с использованием отдельных плат в составе SDR-демонстратора в условиях лабораторных и полевых испытаний. Проведение таких экспериментов в радиоэфире требует от СПО выполнения расчётов и взаимодействия с SDR-платами в реальном времени.

В-четвертых, если в дальнейшем потребуется использовать другие платы программно-конфигурируемого радио для масштабирования демонстратора на большее число каналов, то необходимо предусмотреть работу в составе СПО прикладного программного интерфейса (Application Programming Interface, API) для различных устройств. В заключение с точки зрения академической деятельности с перспективой внедрения в учебный процесс СПО должно быть наглядным для демонстрации и иметь понятный и информативный интерфейс. Таким образом, ключевыми требованиями к программному обеспечению демонстратора являются: возможность моделирования, поддержка работы с различными SDR-устройствами на основе общего интерфейса и наглядность.

Для плат USRP существует аппаратный драйвер UHD (USRP Hardware Driver) [32], доступный в библиотеках C/C++ API и Python API. Этот драйвер позволяет конфигурировать платы, вести передачу, приём и т.д., однако в него не входят алгоритмы обработки сигналов или визуализация. Для плат USRP он будет лежать в основе любого СПО, но требуется оболочка для реализации остального функционала.

Перед принятием решения о самостоятельной разработке СПО на базе UHD, соответствующего сформулированным выше требованиям, были рассмотрены среды MatLab и GNU Radio.

MatLab – проприетарное программное обеспечение, платформа для программирования, математических вычислений, анализа и визуализации с широким спектром возможностей во множестве областей [33]. MatLab содержит большое количество модулей, позволяющих генерировать сигналы реальных стандартов беспроводной связи, моделировать алгоритмы диаграммообразования, работу антенных решёток. Поддерживается и работа с платами USRP посредством пакета «Communications Toolbox Support Package for USRP Radio» [34] на основе UHD, однако на этапе работы с SDR оборудованием возникают многочисленные трудности.

Во-первых, для конфигурации доступны не все свойства плат, функционал изначального драйвера урезан. Во-вторых, полноценная синхронизация в систему AP возможна только для плат типа USRP 2 с Ethernet-интерфейсом подключения при подаче сигналов 10 МГц и 1PPS. Поддержка давно существующей синхронизации некоторых плат USRP посредством специального MIMO кабеля [35] стала доступна только с версией MatLab R2024. И, в-третьих, поддержки синхронизации для составления единого

виртуального устройства для плат с USB-интерфейсами, как B200 и B210, на данный момент нет.

С учётом проприетарности и растущих требований к производительности среды MatLab целесообразно рассмотреть альтернативные средства СПО.

GNU Radio – свободная экосистема с открытым исходным кодом, предоставляющая многочисленные инструменты для работы с программно-конфигурируемым радио и обработки сигналов [36].

GNU Radio использует систему блоков для построения пользовательских сценариев работы, а модули алгоритмов обработки могут быть написаны на C++ или Python и составлены как самим пользователем, так и загружены из библиотеки. Присутствует поддержка многочисленных платформ SDR, в том числе USRP, однако главная часть программы, управляющей SDR-устройством, а именно реализация синхронизированной системы AP, требует написания собственных скриптов, включая процедуру синхронизации SDR-устройств, калибровку фаз их каналов и предварительную обработку сигналов с отдельных плат.

Недостатки и ограничения рассмотренных сред MatLab и GNU Radio привели к необходимости разработки собственного СПО SDR-демонстратора технологий диаграммообразования.

Структура и возможности специального программного обеспечения SDR-демонстратора ДО

Разработанное программное обеспечение предоставляет возможность проводить как моделирование алгоритмов, так и их работу в радиоэфире на приём и передачу. СПО написано на языке Python, обладающем внушительной библиотекой модулей для работы с комплексными радиосигналами и алгоритмами их обработки. В качестве библиотек графического интерфейса используются PySide6 и PyQtGraph, что позволяет обеспечить визуализацию при сохранении производительности.

Структура СПО показана на рис. 6, его интерфейс – на рис. 7.

Модуль «Процессор» позволяет выполнять заданный сценарий работы с оборудованием и сигналами. Для обеспечения стабильной работы и исключения перегрузок плат приём ведётся не непрерывно, а раз в определённый промежуток времени. Это позволяет обеспечить требуемую производительность при постоянной необходимости производить сложные вычисления алгоритмов в реальном времени.

Инициализация включает в себя создание программных объектов устройств, задание частот тактовых генераторов отдельных плат и их синхронизацию.

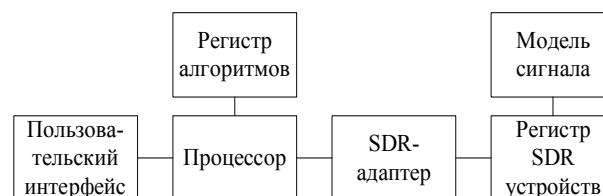


Рис. 6. Структура разработанного СПО

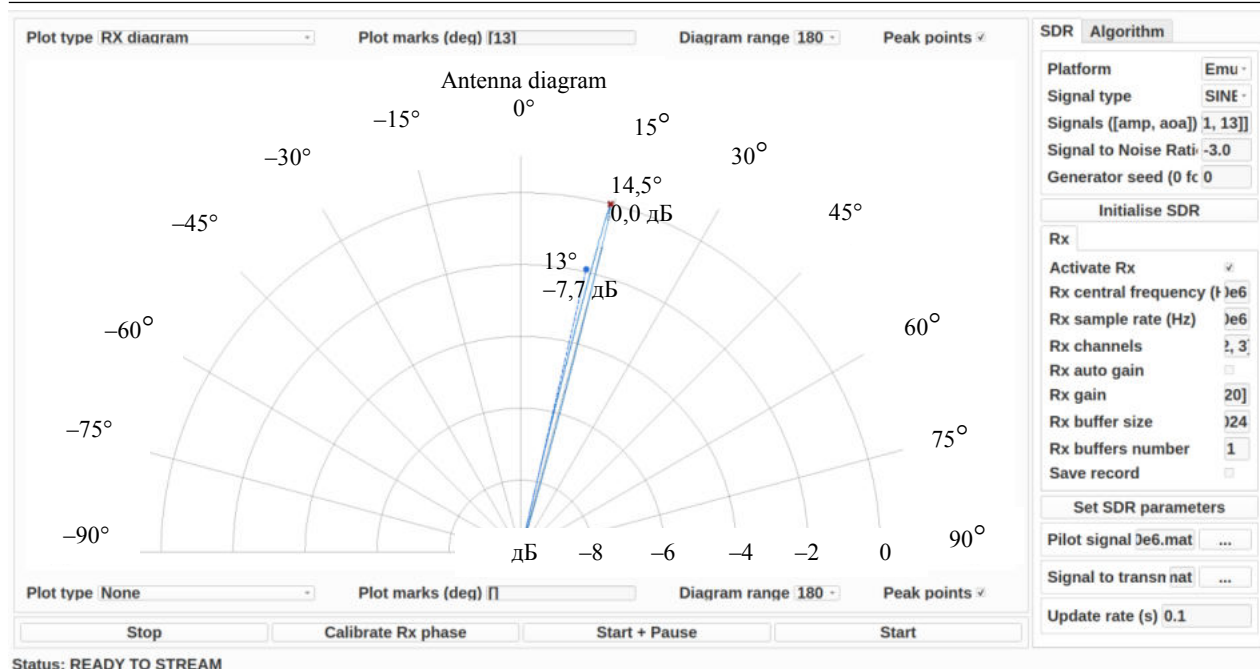


Рис. 7. Интерфейс разработанного СПО

Обработка сигнала, принятого от SDR-платы, начинается с отсекающего небольшого числа отсчётов в начале и конце, для устранения пустых отсчётов, соответствующих тем промежуткам времени, когда поток передачи данных открыт, а реального сигнала нет.

Синхронизация по тактовым сигналам обеспечивает стабильный и неизменный фазовый сдвиг между каналами, выражающийся в постоянном смещении оценки угла прихода сигнала. Для устранения данного сдвига необходима калибровка. Калибровка производится программно по приходящему из направления 0° радиосигналу.

Первым этапом является фазовая калибровка. Для принятого сигнала производится вычисление мгновенной разности фаз между нулевым каналом и остальными для каждого отсчёта. Затем извлекается средняя разность для каждого канала. Так как сдвиг в силу синхронизации постоянен во времени, то дисперсия разницы фаз достаточно низкая, чтобы её можно было компенсировать одним средним значением для каждого канала.

Амплитудная калибровка производится по тому же сигналу. Сначала из сигналов на всех каналах удаляется постоянная составляющая, смещение нулевого уровня сигнала. Затем определяется амплитуда как средний модуль всех отсчётов для каждого канала. По средним амплитудам вычисляются множители, на которые нужно умножить сигнал, чтобы его средняя амплитуда стала равна максимальной среди всех каналов. Множители переводятся в децибелы и прибавляются к текущим усилениям каналов плат.

Процедура калибровки проводится один раз после инициализации плат и требуется повторно только при повторной инициализации. После выполненной калибровки стабильность работы демонстратора определяется характеристиками источника сигналов

частотной и временной синхронизации Metronom-PTP-1U-V2 [24].

Далее к сигналу применяется указанный алгоритм оценки угла прихода или диаграммообразования.

Модуль «Регистр алгоритмов» содержит реализацию алгоритмов и инструкции по передаче их параметров. По алгоритмам диаграммообразования, которые в качестве результата возвращают набор комплексных весовых коэффициентов для каналов, например, LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance – линейно ограниченный минимум вариации) [37], могут быть построены спектры сигнала до и после применения весовых коэффициентов и диаграммы направленности антенной решётки, как показано на рис. 8 и 9 соответственно.

По результатам работы алгоритмов оценки угла прихода сигналов, например, MUSIC (Multiple Signal Classification – классификация множественных сигналов), строятся графики псевдоспектра (рис. 10).

Применение языка Python для реализации алгоритмов позволяет использовать широкий спектр готовых библиотек обработки сигналов и анализа данных, что в дальнейшем способствует включению модулей машинного обучения для адаптивного ДО.

Модуль «Регистр SDR» с помощью модуля «SDR-адаптер» предоставляет общий интерфейс плат программно-конфигурируемого радио, через который осуществляется взаимодействие с API платы. Платы USRP на уровне UHD имеют разные структуры управления в зависимости от типа подключения: платы с интерфейсом Ethernet, например, NI USRP 2932 [38], могут быть объединены в одно виртуальное устройство [39], а платы с USB-интерфейсом, такие как B200 и B210, должны обрабатываться как отдельные виртуальные устройства, что требует разных настроек при создании потоков данных и разных процедур синхронизации.

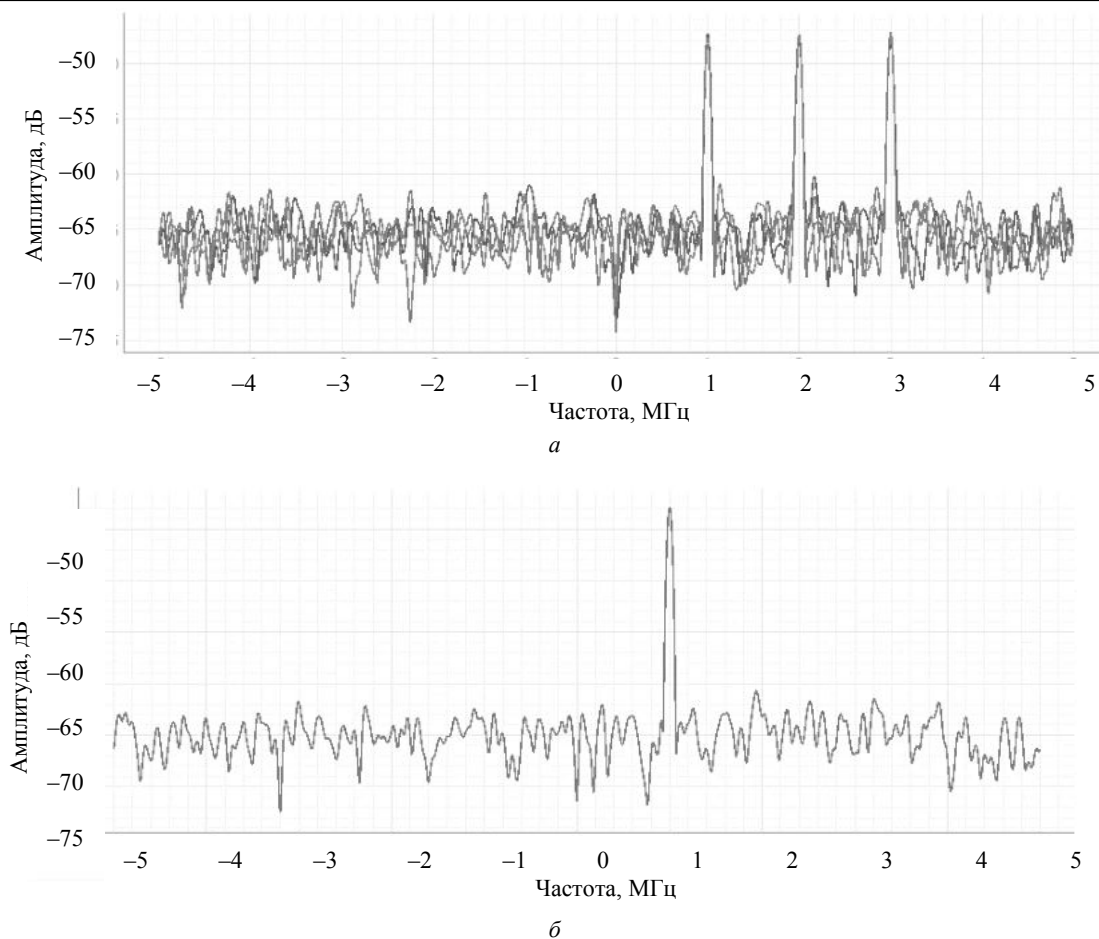


Рис. 8. Спектрограммы сигналов от трёх источников: принятый сигнал – *a*; сигнал, обработанный алгоритмом LCMV с подавленными двумя источниками, – *б*

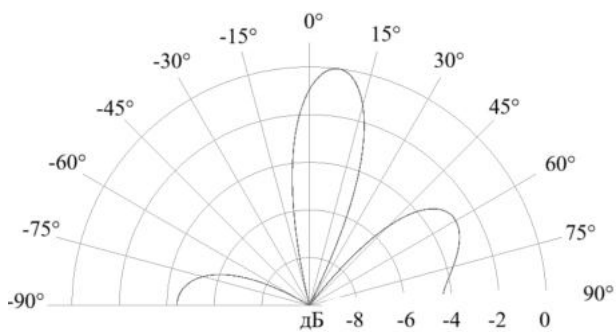


Рис. 9. Диаграмма направленности алгоритма LCMV с наведёнными главным лучом и нулями, провалами

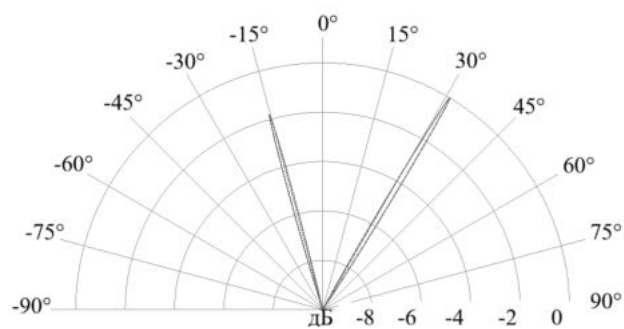


Рис. 10. Псевдоспектр оценки угла прихода, построенный алгоритмом MUSIC для сигналов с углами прихода -15° и 30°

Модуль «Модель сигнала» позволяет генерировать разные типы сигналов для имитации приёма, а также использовать готовые, например, в качестве пилотных последовательностей для согласования приёма и передачи некоторых алгоритмов. Сгенерированные сигналы проходят модель канала, за счёт чего становится возможным моделирование их приёма линейной антенной решёткой с разных направлений. Данный модуль лежит в основе эмуляции SDR-устройства, входящей в «Регистр SDR».

Общий интерфейс SDR-устройств требует от наследующих его экземпляров API плат реализации методов инициализации устройств, синхронизации каналов, установки параметров, приёма и передачи.

Ключевой процедурой SDR-устройства при построении системы AP является частотно-временная синхронизация. В рамках разработанного СПО она производится в ходе инициализации и установки частот тактовых генераторов отдельных плат; изменение этих частот приводит к сбросу синхронизации плат, после чего необходима проверка физических соединений и повторная инициализация. Для достижения синхронной работы плат USRP B210 по сигналам 10 МГц и 1 PPS необходимо несколько шагов. Сначала каждое из SDR-устройств производит фиксацию внешнего тактового сигнала 10 МГц с небольшой задержкой для стабилизации собственных генераторов.

Затем производится сброс внутреннего времени плат, что при наличии корректного сигнала 1 PPS приводит к синхронизации времени по следующему его фронту. Ожидание импульса требует задержки в одну секунду. При работе нескольких каналов необходимо запретить запуск потока по готовности и указать общее время запуска потока вручную.

Для проверки наличия фактической синхронизации и оценки её степени по принятым каналами плат сигналам может быть построена корреляционная функция, сопоставляющая сигналы всех каналов с первым из них. По пикам данной функции можно определить смещение сигналов во времени вплоть до обратной частоты дискретизации. Данная опция позволяет быстро выявить рассинхронизацию радиочастотных каналов по приёму, например, вследствие разных длин антенных кабелей. Рассинхронизация тактовых генераторов плат по причинам отсутствия требуемых опорных сигналов или неисправностей оборудования будет обнаружена на этапе синхронизации в процессе инициализации. Для описанной конфигурации оборудования подтверждена синхронизация каналов вплоть до 100 нс. Пример измеренной на реальном сигнале из эфира корреляционной зависимости показан на рис. 11.

Созданное для SDR-демонстратора технологии диаграммообразования СПО соответствует сформулированным ранее требованиям. Оно поддерживает моделирование работы разнообразных алгоритмов и просмотр результатов в реальном времени. Прямое применение драйвера UHD позволяет использовать весь доступный функционал плат USRP для создания многоканальной системы AP, а модуль «SDR-адаптер» позволяет просто перейти на другое оборудова-

ние. Разработанное СПО будет применяться для исследования и апробации алгоритмов диаграммообразования в современных и перспективных сетях радиодоступа и демонстрации их работы.

Экспериментальная апробация SDR-демонстратора ДО

В качестве показательного эксперимента для апробации разработанного SDR-демонстратора технологии диаграммообразования было проведено измерение разрешающей способности алгоритма оценки угла прихода MUSIC при работе с двумя источниками сигналов. Данное измерение проводится для подтверждения возможности оценки угла прихода предлагаемым программно-аппаратным комплексом.

Разрешающая способность — минимальный угол, на котором для алгоритма становятся различимы два источника сигналов, т.е. для них на псевдоспектре формируются различные и корректные пики, соответствующие фактическим углам прихода от отдельных источников.

В ходе эксперимента производится измерение азимутального угла прихода, поэтому антенная решётка и источники сигналов должны находиться в одной плоскости. Передающие антенны должны располагаться в дальней зоне приёмной AP. Для описанной антенной решётки на частоте 2400 МГц дальняя зона R составляет 0,56 м; антенны передатчиков расположены на расстоянии 0,6 м, чтобы соответствовать условию. В качестве передатчиков использованы две платы USRP NI 2932 и две штыревые антенны диапазона 2400 МГц. Измерения производились в помещении.

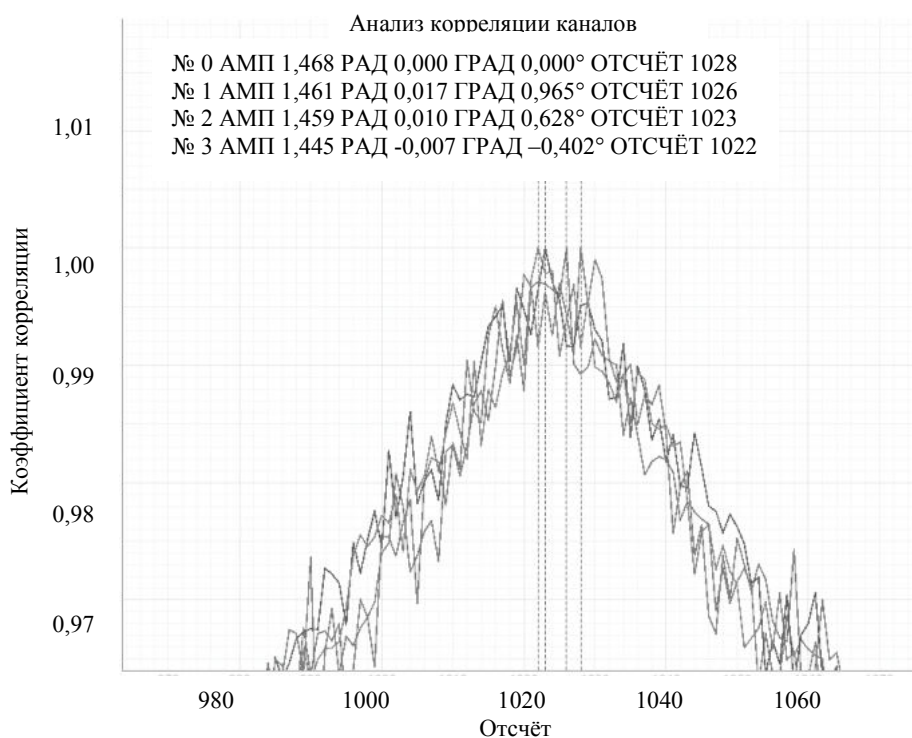


Рис. 11. График корреляции сигналов разных каналов

В ходе эксперимента первый источник был фиксирован и находился в направлении 0° перпендикулярно антенной решётке; второй источник двигался от 0° в положительном направлении по часовой стрелке.

В качестве сигнала фиксированный источник передавал синусоиду на частоте 2400 МГц с частотой дискретизации 10 МГц. Подвижный источник передавал синусоиду на частоте 2401 МГц с частотой дискретизации 10 МГц.

Приём антенной решёткой осуществлялся на центральной частоте 2400 МГц с частотой дискретизации и шириной канала равными 10 МГц. Каждый расчёт псевдоспектра алгоритма MUSIC производился по 1 024 отсчётам. Данное значение соответствует оптимальному размеру буфера приёма плат USRP B210.

Отношение сигнал/шум в ходе эксперимента лежало в диапазоне от 5 до 10 дБ.

Схема эксперимента показана на рис. 12.

Угол, при котором оба пика были минимум на 3 дБ (в два раза) выше уровня шума псевдоспектра и корректно (с ошибкой не более 1°) указывали углы прихода (т.е., угловое разрешение системы в первом приближении), составил $16,1^\circ$. Соответствующий угловому разрешению псевдоспектр представлен на рис. 13.

Таким образом, в настоящей работе был описан демонстратор технологии диаграммообразования на базе программно-конфигурируемого радио с синхронизацией радиотрактов отдельных устройств посредством внешних сигналов. Показанный способ построения системы из нескольких SDR-плат за счёт поддержки масштабирования и обеспечения достаточной для применения в диаграммообразовании степени синхронизации каналов является перспективным для решения задач прототипирования, валидации и апробации алгоритмов и методов управления лучом в современных и перспективных сетях радиодоступа.

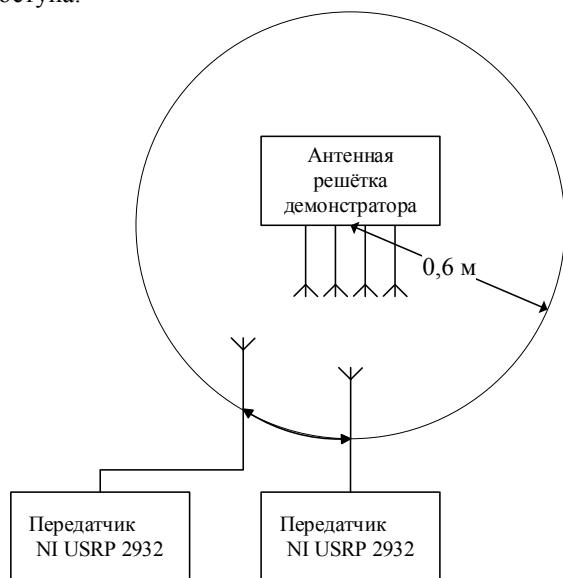


Рис. 12. Схема эксперимента по измерению разрешающей способности алгоритма MUSIC

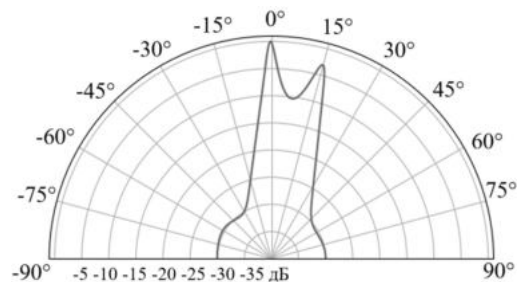


Рис. 13. Псевдоспектр MUSIC для двух сигналов с углами прихода 0° и $16,1^\circ$

Описано разработанное специализированное программное обеспечение, управляющее демонстратором, и решаемые его модулями задачи обработки сигналов и представления результатов. В качестве экспериментальной апробации демонстратора была измерена разрешающая способность алгоритма MUSIC, которая составила $16,1^\circ$, что показывает состоятельность аппаратно-программного комплекса. Определение точности и стабильности оценки угла прихода, формирование луча, апробация и сравнение различных алгоритмов при реализации на SDR-демонстраторе являются темами будущих исследований.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-01263, <https://rscf.ru/project/25-29-01263/>

Литература

1. Singh N. Array antennas for 5G mm wave spectrum: a comparative review / N. Singh, A. Verma, S. Patil // 2024 International Conference on Communication, Computing and Energy Efficient Technologies (I3CEET). – Gautam Buddha Nagar, India: IEEE, 2024. – P. 578–583.
2. 3GPP TR 22.261 V15.9.0 (2021-10). Service requirements for the 5G system (Release 15). [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3107> (дата обращения: 04.05.2026).
3. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами: дис. ... канд. техн. наук. – СПб., 2009. – 144 с.
4. Бабков В.Ю. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами / В.Ю. Бабков, Г.А. Фокин // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – 2009. – № 4 (82). – С. 77–84.
5. Имитационная модель передающего тракта базовой станции 5G / А.К. Мовчан, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев, С.А. Новичков, Д.В. Лаконцев // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 38–44.
6. Расчет ослабления сигнала сетей сотовой связи 5G для частот диапазона FR1 / А.К. Мовчан, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев, С.А. Новичков, Д.В. Лаконцев // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 17–23.
7. A machine learning adaptive beamforming framework for 5G millimeter wave massive MIMO multicellular networks / S. Lavdas, P.K. Gkonis, Z. Zinonos, P. Trakadas, L. Sarakis, K. Papadopoulos // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 91597–91609.
8. Experimental evaluation of a beamforming-capable system using NI USRP software defined radios / C. Codau, B. Rares, T. Palade, A. Pastrav, P. Dolea, R. Simedroni // 2019

18th RoEduNet Conference: Networking in Education and Research (RoEduNet). – Galati, Romania, 2019. – P. 1–6.

9. Wachowiak M. Angle of arrival estimation in a multi-antenna software defined radio system: impact of hardware and radio environment / M. Wachowiak, P. Kryszkiewicz // *Wireless Networks*. – 2022. – Vol. 28. – P. 3537–3548.

10. Verdecia-Peña R. Performance evaluation of a proposed two-hop D&F co-operative 5G network using SDR platform / R. Verdecia-Peña, J.I. Alonso // 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Spring). – Helsinki, Finland, 2022. – P. 1–5.

11. Izydorczyk T. A USRP-based multi-antenna testbed for reception of multi-site cellular signals / T. Izydorczyk, F.M.L. Tavares, G. Berardinelli, P. Mogensen // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 162723–162734.

12. Design of reconfigurable SDR platform for antenna selection aided MIMO communication system / P. Zhang, J. Xu, S. Zhong, H. Feng, L. Huang, T. Yuan // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 169267–169280.

13. Implementation of a MIMO channel emulator for over-the-air LTE testing using software defined radio / A. Schwind, P. Berlt, M. Lorenz, C. Schneider, M.A. Hein // 2018 11th German Microwave Conference (GeMiC). – Freiburg, Germany, 2018. – P. 307–310.

14. Thameur H.B. SDR Implementation of a Real-Time Testbed for Spectrum Sensing Under MIMO Time-Selective Channels for Cognitive Radio Applications / H.B. Thameur, I. Dayoub // *IEEE Sensors Letters*. – 2021. – Vol. 5, No. 8. – Art no. 7002704.

15. Sub-6 ГГц MIMO channel sounders for railway environments / A. Sabra, M. Berbineau, P. Pajusco, J.E. Amghar, A. Abdelghany, C. Maye // *Journées d'études Propagation Radioélectrique 2023*. – Rennes, France, 2023. – P. 1–4 [Электронный ресурс]. – URL: <https://hal.science/hal-04705606v1> (дата обращения: 20.01.2026).

16. SYLOIN: measuring angle of arrival of LoRa signals using software defined radio / Z. Hussein, S. Francois, B. Oumaya, V. Thierry // 2021 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). – Lloret de Mar, Spain, 2021. – P. 1–8. DOI: 10.1109/IPIN51156.2021.9662518.

17. USRP B210 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/> (дата обращения: 20.01.2026).

18. Experimental evaluation of AoA algorithms using NI USRP software defined radios / B. Rares, C. Codau, A. Pastre, T. Palade, H. Hedesiu, B. Balautu // 2018 17th RoEduNet Conference: Networking in Education and Research (RoEduNet). – Cluj-Napoca, Romania, 2018. – P. 1–6. DOI: 10.1109/ROEDUNET.2018.8514133.

19. A 4-channel, vector network analyzer microwave imaging prototype based on software defined radio technology / P. Meaney, A. Hartov, S. Bulumulla, T. Reynolds, C. Davis, F. Schoenberger, S. Richter, K. Paulsen // *Review of Scientific Instruments*. – 2019. – Vol. 90, No. 4. – Art. No. 044708. DOI: 10.1063/1.5083842.

20. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 542 с.

21. Balanis C.A. *Antenna theory: analysis and design* / 4th ed. – Hoboken: Wiley, 2016. – P. 285–318.

22. Özyurt S. A hybrid uplink multiple access method based on NOMA and SDMA / S. Özyurt, E.P. Simon, M. Torlak // *IEEE Access*. – 2023. – Vol. 11. – P. 89265–89276. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3305959.

23. Шеремет Н.В. Четырёхэлементная антенная решётка на базе SDR-платформ с наносекундной синхронизацией / Н.В. Шеремет, Г.А. Фокин // *Науч.-техн. конф.*

Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2025. – № 1 (80). – С. 136–140.

24. Metrotek. Сервер точного времени. Метроном-PTP-1U [Электронный ресурс]. – URL: <https://metrotek.ru/?p=4209> (дата обращения: 20.01.2026).

25. Metrotek. Трансляторы Радиус-50-Т, Метроном-Т [Электронный ресурс]. – URL: <https://kbmetrotek.ru/metronom-t/> (дата обращения: 20.01.2026).

26. USRP B200mini [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-b200mini/> (дата обращения: 20.01.2026).

27. USRP X300 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/x300-kit/> (дата обращения: 20.01.2026).

28. USRP N320 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-n320/> (дата обращения: 20.01.2026).

29. USRP N321 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-n320/> (дата обращения: 20.01.2026).

30. USRP X410 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-x410/> (дата обращения: 20.01.2026).

31. OctoClock-G CDA-2990 [Электронный ресурс]: Ettus Research. – URL: <https://www.ettus.com/all-products/octoclock-g/> (дата обращения: 20.01.2026).

32. UHD Python API [Электронный ресурс]. – URL: https://kb.ettus.com/UHD_Python_API (дата обращения: 20.01.2026).

33. MatLab [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html> (дата обращения: 20.01.2026).

34. Communications Toolbox Support Package for USRP Radio [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/usrpradio/ug/install-support-package-for-usrp-radio.html> (дата обращения: 20.01.2026).

35. Synchronization and MIMO capability with USRP devices [Электронный ресурс]. – URL: https://kb.ettus.com/Synchronization_and_MIMO_Capability_with_USRP_Devices (дата обращения: 20.01.2026).

36. GNU Radio [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.gnuradio.org/> (дата обращения: 20.01.2026).

37. Gross F.B. *Smart antennas for wireless communications with Matlab*. – New York: McGraw-Hill, 2005. – 187 p.

38. USRP-2932 Specifications [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.farnell.com/datasheets/3752197.pdf> (дата обращения: 20.01.2026).

39. Фокин Г.А. Постановка задачи экспериментальной апробации многоантенных систем на основе программно-конфигурируемого радио / Г.А. Фокин, Н.В. Шеремет // Подготовка профессиональных кадров в магистратуре в эпоху цифровой трансформации (ПКМ–2024): сборник лучших докладов V Всерос. науч.-техн. и науч.-метод. конф. магистрантов и их руководителей: в 2 т. – СПб., 2025. – Т. 1. – С. 125–131.

Шеремет Никита Викторович

Аспирант каф. беспроводных технологий и систем (БТС) Санкт-Петербургского государственного ун-та телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ) Большевиков пр-т, 22, к. 1, г. Санкт-Петербург, Россия, 193232
ORCID: 0009-0006-7694-3445
Тел.: +7-928-848-43-54
Эл. почта: sheremet.nv@sut.ru

Фокин Григорий Алексеевич

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. БТС СПбГУТ
 Большевиков пр-т, 22, к. 1, г. Санкт-Петербург,
 Россия, 193232
 ORCID: 0000-0002-5358-1895
 Тел.: +7-812-305-12-68
 Эл. почта: fokin.ga@sut.ru

Поступила в редакцию: 23.01.2026.

Принята к публикации: 04.05.2026.

Sheremet N.V., Fokin G.A.

Experimental Validation of an SDR Demonstrator for Beamforming Technology

Relevance. Beamforming technologies are critical for advanced mobile communication standards. However, despite numerous simulation studies in this field, experimental validation using Software-Defined Radio (SDR) is hindered by the high cost of multi-channel solutions and synchronization complexity. This makes the development of an affordable SDR demonstrator highly relevant. **Purpose of the study** is to construct and experimentally validate a system based on software-defined radio for investigating beamforming technology. This approach requires both expensive SDR platforms with multiple transmit and receive chains and sufficiently high competencies in organizing such experiments. **Novelty.** This paper proposes for the first time a method of combining a pair of two-channel USRP B210 boards into a four-element antenna array beamforming demonstrator using domestic Metronome frequency-time synchronization devices. **Methods.** The hardware and software implementation of the proposed method is described, including the layout of a four-element linear antenna array and the formalization of software modules based on the UHD driver. These modules provide the necessary frequency and time synchronization accuracy for two separate SDR devices to enable amplitude-phase processing of radio signals in beamforming. **Results.** Experimental validation results of the developed SDR demonstrator for beamforming technology in receive mode are presented. As a first approximation, the operability of the developed SDR demonstrator is shown using a particular experiment to estimate the spatial resolving capability for two sources with the MUSIC algorithm. The theoretical significance lies in the scientific substantiation of the possibility of combining several SDR devices with the frequency and time synchronization required for beamforming. **Practical significance.** The proposed method enables experimental validation of beamforming algorithms without the need to purchase expensive multichannel SDR devices.

Keywords: beamforming, antenna array, 5G, SDR.

Funding. This research was funded by the Russian Science Foundation Grant No. 25-29-01263, <https://rscf.ru/project/25-29-01263/>.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-27-39

References

1. Singh N., Verma A., Patil S. Array Antennas for 5G mm Wave Spectrum: A Comparative Review. 2024 International Conference on Communication, Computing and Energy Efficient Technologies (I3CEET), Gautam Buddha Nagar, India, IEEE, 2024, pp. 578–583.
2. 3GPP TR 22.261 V15.9.0 (2021-10) Service requirements for the 5G system (Release 15). Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3107> (accessed: 20 January 2026).

3. Fokin G.A. *Upravlenie samoorganizuyushchimsya paketnymi radiosetymi na osnove radiostantsiy s napravlennymi antennami* [Control of self-organizing packet radio networks based on radio stations with directional antennas]. Diss. ... kand. tekhn. nauk. Saint Petersburg, 2009, 144 p. (in Russ.).
4. Babkov V.Yu., Fokin G.A. *Otsenka veroyatnosti uspehnogo radiopriema v samoorganizuyushchikhsya paketnykh radiosetakh na osnove radiostantsiy s napravlennymi antennami* [Estimation of successful radio reception probability in self-organizing packet radio networks based on directional antenna radios]. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, 2009, no. 4(82), pp. 77–84 (in Russ.).
5. Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Novichkov S.A. [Simulation model of 5G base station transmitting path]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2020, vol. 23, no. 3, pp. 38–44 (in Russ.).
6. Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Novichkov S.A., Lakontsev D.V. [Calculation of signal attenuation of 5G cellular networks for FR1 frequencies]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 17–23 (in Russ.).
7. Lavdas S., Gkonis P.K., Zinonos Z., Trakadas P., Sarakis L., Papadopoulos K. A machine learning adaptive beamforming framework for 5G millimeter wave massive MIMO multicellular networks, Athens, Greece. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 91597–91609.
8. Codau C., Rares B., Palade T., Pastrav A., Dolea P., Simeadroni R. Experimental evaluation of a beamforming-capable system using NI USRP software defined radios. 2019 18th RoEduNet Conference: Networking in Education and Research (RoEduNet), Galati, Romania, 2019, pp. 1–6.
9. Wachowiak M., Kryszkiewicz P. Angle of arrival estimation in a multi-antenna software defined radio system: impact of hardware and radio environment. *Wireless Networks*, 2022, vol. 28, pp. 3537–3548.
10. Verdecia-Peña R., Alonso J.I. Performance evaluation of a proposed two-hop D&F co-operative 5G network using SDR platform. 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Spring), Helsinki, Finland, 2022, pp. 1–5.
11. Izydorczyk T., Tavares F.M.L., Berardinelli G., Mogenssen P. A USRP-based multi-antenna testbed for reception of multi-site cellular signals. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 162723–162734.
12. Zhang P., Xu J., Zhong S., Feng H., Huang L., Yuan T. Design of reconfigurable SDR platform for antenna selection aided MIMO communication system, Aalborg, Denmark. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 169267–169280.
13. Schwind A., Berlt P., Lorenz M., Schneider C., Hein M.A. Implementation of a MIMO channel emulator for over-the-air LTE testing using software defined radio. 2018 11th German Microwave Conference (GeMiC), Freiburg, Germany, 2018, pp. 307–310.
14. Thameur H.B., Dayoub I. SDR Implementation of a Real-Time Testbed for Spectrum Sensing Under MIMO Time-Selective Channels for Cognitive Radio Applications, Valenciennes, France. *IEEE Sensors Letters*, 2021, vol. 5, no. 8, Art. no. 7002704.
15. Sabra A., Berbinau M., Pajusco P., Amghar J.E., Abdelghany A., Maye C. Sub-6ГГц MIMO channel sounders for railway environments. *Journées d'études Propagation Radioélectrique 2023*, Rennes, France, 2023, pp. 1–4. Available at: <https://hal.science/hal-04705606v1> (дата обращения: 20.01.2026).
16. Hussein Z., Francois S., Oumaya B., Thierry V. SYLOIN: measuring angle of arrival of LoRa signals using

- software defined radio. 2021 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Lloret de Mar, Spain, 2021, pp. 1–8.
17. USRP B210. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/> (accessed: 20 January 2026).
18. Rares B., Codau C., Pastrav A., Palade T., Hedesiu H., Balauta B. Experimental evaluation of AoA algorithms using NI USRP software defined radios. 2018 17th RoEduNet Conference: Networking in Education and Research (RoEduNet), Cluj-Napoca, Romania, 2018, pp. 1–6.
19. Meaney P., Hartov A., Bulumulla S., Raynolds T., Davis C., Schoenberger F., Richter S., Paulsen K. A 4-channel, vector network analyzer microwave imaging prototype based on software defined radio technology. *Review of Scientific Instruments*, 2019, vol. 90, no. 4, pp. 1–14.
20. Vishnevskiy V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. *Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informatsii* [Broadband wireless information networks]. Moscow: Tekhnosfera, 2005, 542 p. (in Russ.).
21. Balanis C.A. *Antenna theory: analysis and design*. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2016, pp. 285–318.
22. Özyurt S., Simon E.P., Torlak M. A hybrid uplink multiple access method based on NOMA and SDMA, Ankara, Turkey. *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 89265–89276.
23. Sheremet N.V., Fokin G.A. *Chetyrekhlementnaya antennaya reshyotka na baze SDR platform s nanosekundnoy sinkhronizatsiey* [Four-element antenna array based on SDR platforms with nanosecond synchronization]. *Nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya Sankt-Petersburgskogo NTO RES im. A.S. Popova, posvyashchennaya Dnyu radio* [Scientific and technical conference of the St. Petersburg Scientific and Technical Association of the Russian Electronic Networks named after A.S. Popov, dedicated to Radio Day], St. Petersburg, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 2025, no. 1(80), pp. 136–140 (in Russ.).
24. *Metrotek. Server tochnogo vremeni Metronom-PTP-1U* [Metrotek. Precision time server Metronom-PTP-1U] (in Russ.). Available at: <https://metrotek.ru/?p=4209> (accessed: 20 January 2026).
25. *Metrotek. Translyatory Radius 50-T. Metronom-T* [Metrotek. Radius-50-T, Metronom-T translators] (in Russ.). Available at: <https://kbmetrotek.ru/metronom-t/> (accessed: 20 January 2026).
26. USRP B200mini. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-b200mini/> (accessed: 20 January 2026).
27. USRP X300. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/x300-kit/> (accessed: 20 January 2026).
28. USRP N320. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-n320/> (accessed: 20 January 2026).
29. USRP N321. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-n320/> (accessed: 20 January 2026).
30. USRP X410. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/usrp-x410/> (accessed: 20 January 2026).
31. OctoClock G CDA 2990. Ettus Research. Available at: <https://www.ettus.com/all-products/octoclock-g/> (accessed: 20 January 2026).
32. UHD Python API. Available at: https://kb.ettus.com/UHD_Python_API (accessed: 20 January 2026).
33. MatLab. Available at: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html> (accessed: 20 January 2026).
34. Communications Toolbox Support Package for USRP Radio. Available at: <https://www.mathworks.com/help/comm/usrpradio/ug/install-support-package-for-usrp-radio.html> (accessed: 20 January 2026).
35. Synchronization and MIMO Capability with USRP Devices. Available at: https://kb.ettus.com/Synchronization_and_MIMO_Capability_with_USRP_Devices (accessed: 20 January 2026).
36. GNU Radio. Available at: <https://www.gnuradio.org/> (accessed: 20 January 2026).
37. Gross F.B. *Smart antennas for wireless communications with Matlab*. New York, McGraw-Hill, 2005, 187 p.
38. USRP-2932 Specifications. Available at: <https://www.farnell.com/datasheets/3752197.pdf> (accessed: 20 January 2026).
39. Fokin G.A., Sheremet N.V. *Postanovka zadachi eksperimentalnoy aprobatsii mnogoantennykh sistem na osnove programmno konfiguriruemogo radio* [Problem statement for experimental testing of multi-antenna systems based on software defined radio]. *Podgotovka professionalnykh kadrov v magistrature v epokhu tsifrovoy transformatsii (PKM-2024): sbornik luchshikh dokladov V Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy i nauchno-metodicheskoy konferentsii magistrantov i ikh rukovoditeley* [Training of master's degree professionals in the era of digital transformation: Proceedings of the 5th All-Russian scientific-technical and scientific-methodical conference of master's students and their supervisors], in 2 vols, St. Petersburg, 2025, vol. 1, pp. 125–131 (in Russ.).

Nikita V. Sheremet

Postgraduate student, Department of Wireless Technologies and Systems, Saint Petersburg State University of Telecommunications
named after Prof. M.A. Bonch-Bruевич (SPbSUT)
22/1 Bolshevikov Ave., Saint Petersburg, Russia, 193232
ORCID: 0009-0006-7694-3445
Phone: +7-928-848-43-54
Email: sheremet.nv@sut.ru

Grigory A. Fokin

Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head, Department of Wireless Technologies and Systems SPbSUT
22/1 Bolshevikov Ave., Saint Petersburg, Russia, 193232
ORCID: 0000-0002-5358-1895
Phone: +7-812-305-12-68
Email: fokin.ga@sut.ru

Received: 23.01.2026.

Accepted: 04.05.2026.

УДК 621.396.41

Шифр специальности ВАК: 2.2.13

В. Чжан, Т.Р. Газизов

Применение алгоритма адаптивной экспоненциальной минимальной суммы для декодирования в системе связи низколетящих беспилотных летательных аппаратов

Актуальность. Затухания Рэлея снижают надёжность связи низколетящих беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), приводя к росту вероятности битовых ошибок (BER). Коды с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC-коды), высокоэффективные для канального кодирования, уменьшают влияние помех, вызванных такими затуханиями. Однако общая производительность системы зависит не только от схемы кодирования, но и от алгоритма декодирования. Алгоритм смещённой минимальной суммы (OMS) хотя и обладает низкой вычислительной сложностью, демонстрирует недостаточно малую BER. В то же время алгоритм адаптивной экспоненциальной минимальной суммы (AEMS), сохраняя низкую сложность, повышает помехоустойчивость благодаря адаптивному механизму коррекции. **Цель исследования** – сравнить BER алгоритмов AEMS и OMS в канале БПЛА с затуханиями Рэлея. **Методы.** Использованы модель канала затуханий Рэлея для БПЛА и имитационное моделирование. **Результаты.** Представлено снижение средней BER AEMS по сравнению с OMS при разных отношениях сигнал/шум (SNR) и порядках квадратурной амплитудной модуляции (QAM). Оно значительно, особенно при высоких SNR: почти до 12 раз при SNR=16 дБ для 8-QAM. **Практическая значимость.** Хотя алгоритм AEMS имеет более высокую вычислительную сложность, чем OMS, он улучшает декодирование. Следовательно, для БПЛА с достаточными вычислительными ресурсами AEMS эффективен для повышения надёжности канала связи. Полученные результаты можно использовать при разработке БПЛА.

Ключевые слова: алгоритм декодирования, LDPC-коды, БПЛА, затухания Рэлея, вероятность битовой ошибки.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-40-45

Введение

Массовое использование БПЛА в различных областях стало реальностью. Между тем особое беспокойство вызвало их неконтролируемое использование, что вновь обострило проблему противодействия БПЛА вплоть до их функционального поражения, например, излучениями [1]. С началом специальной военной операции эта проблема особенно обострилась и, к большому сожалению, не решена эффективно по сей день. Причинами этого могли быть различные «сопутствующие» проблемы, например, электромагнитная совместимость со своими средствами [2]. Однако одной из основных причин стало совершенствование защиты БПЛА от средств функционального поражения. Например, комплексный подход к такой защите представлен в работе [3].

Свежий обзор проблемы обеспечения помехоустойчивости бортовой электроники БПЛА при мощных электромагнитных воздействиях представлен в работе [4], а методология проектирования их критичных узлов на печатных платах – в работе [5].

Практика показала особую критичность именно системы связи БПЛА. Например, весьма показательно появление БПЛА со связью на оптоволокне, позволившее невозможное при связи по радиоканалу. Но далеко не всегда можно отказаться от радиосвязи. Поэтому широко используют помехоустойчивое кодирование, позволяющее значительно снизить влияние опасных воздействий. При этом универсальное моделирование такого влияния оказывается возможным через затухания Рэлея.

Затухания Рэлея снижают надёжность связи низколетящих БПЛА, приводя к росту BER. LDPC-коды,

высокоэффективные для канального кодирования [6–8], уменьшают влияние помех, вызванных такими затуханиями [9]. Однако общая производительность системы зависит не только от схемы кодирования, но и от алгоритма декодирования. Алгоритм OMS хотя и обладает низкой вычислительной сложностью, демонстрирует недостаточно малую BER. В то же время алгоритм AEMS, сохраняя низкую сложность, повышает помехоустойчивость благодаря адаптивному механизму коррекции [10]. Цель работы – сравнить BER алгоритмов AEMS и OMS в канале БПЛА с затуханиями Рэлея.

Методы

Граф Таннера выводится из матрицы проверки H LDPC-кода [11]. Алгоритмы декодирования LDPC-кодов выполняют итеративное декодирование на основе графа Таннера, где сообщения многократно обмениваются между переменными и проверочными узлами. После нескольких итераций значения сообщений стабилизируются, что позволяет принять оптимальное решение [12]. Таким образом, его представление в виде графа Таннера и простая модель инициализации итеративного процесса могут быть показаны на рис. 1.

Распространение логарифмического отношения доверия (LLR-BP – log-likelihood ratio belief propagation) и минимальная сумма (MS – min sum) – это два классических алгоритма декодирования для LDPC-кодов [13, 14]. Они немного отличаются друг от друга. MS – это упрощённая версия LLR-BP алгоритма, которая аппроксимирует вероятностные вычисления с помощью операций нахождения минимума. В отличие от LLR-BP MS не требует сложных

расчетов, использующих функции $\tanh/\operatorname{arctanh}$, что снижает вычислительную сложность ценой потери производительности [14].

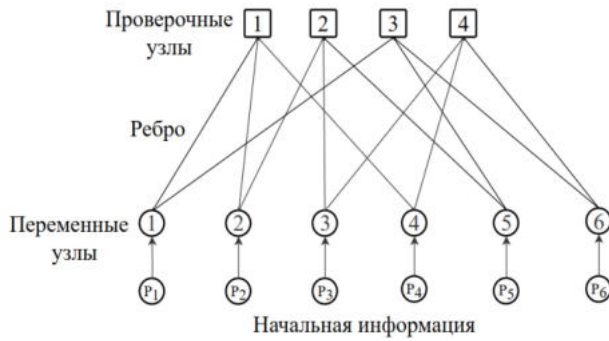


Рис. 1. Вычислительная модель LDPC-кодов

Типичный алгоритм LDPC-кодов включает 5 этапов. Основное различие между алгоритмами декодирования LLR-BP и MS заключается в формулах обновления проверочных узлов [10, 13, 14]. Обозначения в формулах алгоритма приведены в табл. 1.

Процесс вычисления по алгоритмам LLR-BP и MS представлен ниже.

1. Вычислить начальное сообщение переменных узлов, как

$$L(P_i) = \ln \left(\frac{P_i(0)}{P_i(1)} \right) = \ln \left(\frac{p(v_i = 0 | y_i)}{p(v_i = 1 | y_i)} \right). \quad (1)$$

2-1. Вычислить внешнее сообщение, передаваемое от проверочных узлов к переменным LLR-BP алгоритма, как

$$\begin{aligned} L^l h(r_{ji})_{\text{LLR-BP}} &= \\ &= 2 \tan h^{-1} \left(\prod_{i' \in V(j) \setminus i} \left(\tan h \frac{L^{l-1}(q_{ij})}{2} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Таблица 1

Обозначения в формулах (1)–(4)

Параметр	Значение
v_i	i -й переменный узел
c_j	j -й проверочный узел
$r_{ji}^l(b)$	Внешняя информация, передаваемая от проверочного узла j к переменному узлу i на l -й итерации, $b = 0, 1$
$q_{ij}^l(b)$	Внешняя информация, передаваемая от переменного узла i к проверочному узлу j на l -й итерации, $b = 0, 1$
$C(i)$	Множество проверочных узлов, связанных с i -м переменным узлом
$V(j)$	Множество переменных узлов, связанных с j -м проверочным узлом
$C(i) \setminus j$	Множество проверочных узлов, связанных с i -м переменным узлом, за исключением узла j
$V(j) \setminus i$	Множество переменных узлов, связанных с j -м проверочным узлом, за исключением узла i
$P_i(b)$	Апостериорная вероятность приёма y_i на приёмной стороне, соответствующая биту $c_i = b$ на передающей стороне, $b = 0, 1$
$q_i^l(b)$	Апостериорная вероятностная информация об i -м переменном узле на l -й итерации, $b = 0, 1$

2-2. Вычислить внешнее сообщение, передаваемое от проверочных узлов к переменным MS алгоритма, как

$$L^l(r_{ji})_{\text{MS}} = \prod_{i' \in V(j) \setminus i} \operatorname{sgn}(L^{l-1}(q_{ij})) \min_{i' \in V(j) \setminus i} |L^{l-1}(q_{ij})|. \quad (2.2)$$

3. Вычислить внешнее сообщение, передаваемое от переменных узлов к проверочным, как

$$\begin{aligned} L^l(q_{ij}) &= \ln \left(\frac{P_i(0) \prod_{j' \in C(i) \setminus j} r_{ji'}^l(0)}{P_i(1) \prod_{j' \in C(i) \setminus j} r_{ji'}^l(1)} \right) = \\ &= L(P_i) + \sum_{j' \in C(i) \setminus j} L^l(r_{ji'}^l). \end{aligned} \quad (3)$$

4. Вычислить апостериорную вероятность переменных узлов после итерации: если вероятность 0 больше вероятности 1, то v_i определяется как 0, иначе – как 1.

$$L^l(q_i) = \ln \left(\frac{P_i(0) \prod_{j \in C(i)} r_{ji}^l(0)}{P_i(1) \prod_{j \in C(i)} r_{ji}^l(1)} \right) = L(P_i) + \sum_{j \in C(i)} L^l(r_{ji}^l). \quad (4)$$

5. Декодирующее решение: если $\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{H}^T = 0$ или число итераций достигает максимума, то декодирование прекращается, иначе возврат к шагу 2.

По сравнению с алгоритмом LLR-BP второй шаг алгоритма MS приводит к гораздо большей сложности вычисления $L^l(r_{ji})_{\text{MS}}$. Для сокращения этого разрыва предложен алгоритм OMS [15]. OMS добавляет коэффициент смещения β на втором этапе алгоритма декодирования:

$$\begin{aligned} L^l(r_{ji})_{\text{OMS}} &= \prod_{i' \in V(j) \setminus i} \operatorname{sgn}(L^{l-1}(q_{ij})) \times \\ &\times \max \left(\min_{i' \in V(j) \setminus i} |L^{l-1}(q_{ij})| - \beta, 0 \right). \end{aligned} \quad (5)$$

OMS несколько улучшает BER MS [13, 14], но все еще не достигает уровня LLR-BP. Неспособность коэффициента смещения β адаптивно изменяться в процессе итераций алгоритма является основной причиной ограничений OMS [10].

Модель связи

Оптимизация алгоритма MS заключается в изменении вычисления $L^l(r_{ji})_{\text{MS}}$, чтобы его значение было ближе к $L^l(r_{ji})_{\text{LLR-BP}}$. $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 1}|$ сильно влияет на $L^l(r_{ji})$. Введение только $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 1}|$ позволяет MS улучшить декодирование, хотя и уступая LLR-BP. Значение $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 2}|$ само адаптивно изменяется в процессе итераций. Чтобы позволить $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 2}|$ уменьшать $L^l(r_{ji})_{\text{MS}}$ с учетом большого числа нелинейных операций $\tanh$ в вычислении $L^l(r_{ji})_{\text{LLR-BP}}$, $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 2}|$ может использоваться как адаптивный экспоненциальный корректирующий коэффициент (AECF – adaptively exponential correction factor) для снижения $L^l(r_{ji})_{\text{MS}}$. Поскольку $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 1}|$ и $|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 2}|$ используются, обозначая первый и второй минимумы во внешней информации, для упро-

щения они обозначены как EI_{m1} и EI_{m2} соответственно. Формулы обновления CN для AEMS, соответственно

$$\begin{cases} L^l(r_{ji})_{AEMS} = \prod \text{sgn}(EI) EI_{m1}^\lambda & EI_{m2} \leq 1, \\ L^l(r_{ji})_{AEMS} = \prod \text{sgn}(EI) EI_{m1} & EI_{m2} > 1. \end{cases} \quad (6)$$

$|L^{l-1}(q_{ij})_{\min 2}|$ не может быть использован напрямую как AECF, чтобы его влияние на $\min 1$ оставалось в разумных пределах и могло играть роль оптимизации. AECF λ для AEMS может быть определён как

$$\lambda = 2 - (EI_{m2} - EI_{m1}). \quad (7)$$

Ключевым фактором улучшения работы AEMS является введение в процесс обновления CN экспоненциального весового коэффициента λ , основанного на втором минимальном значении. Это даёт адаптивную корректировку и, как следствие, значительно повышает точность информации на выходе CN. Математический вывод AEMS и описание его параметров есть в [10].

Среди многочисленных преимуществ систем связи БПЛА (рис. 2) – большой радиус покрытия и возможность экстренной связи при ликвидации последствий стихийных бедствий [16–18]. В сценариях с БПЛА на малой высоте в городской или горной местности при наличии выраженной многолучевости, отсутствии явной прямой видимости и преобладании рассеяния принимаемый сигнал обычно может моделироваться с помощью распределения Рэлея [19]. QAM позволяет передавать данные с высокой скоростью в беспроводных системах связи [20, 21]. QAM привлекла значительное внимание не только из-за основных её достоинств, но и потому, что используемые с ней дополнительные технологии позволяют снижать влияние помех в канале связи. Здесь вся связь рассматривается в рамках схемы модуляции QAM, где многолучевое затухание моделируется с помощью быстрого затухания Рэлея в различных условиях канала.

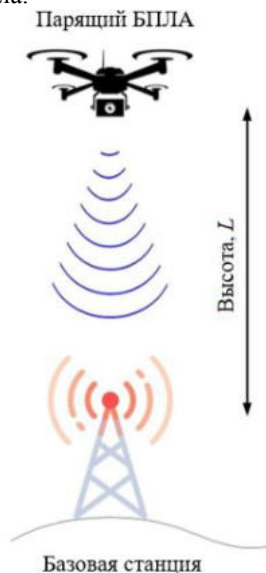


Рис. 2. Модель связи БПЛА с наземной базовой станцией (БС)

Для коррекции ошибок между передатчиками и приёмниками используется DVB-S2 QC-LDPC-кодирование. Таким образом, принимаемые сигналы через канал Рэлея на БС на рис. 2 могут быть записаны как

$$y(t) = \sqrt{\frac{P}{L\tau}} \eta h_{\text{Ray}}(t) x(t) + n(t), \quad (8)$$

где L – высота БПЛА, τ – коэффициент распространения, P – мощность сигнала, η – коэффициент полезного действия передатчика, $h_{\text{Ray}}(t)$ – коэффициент затухания Рэлея, $x(t)$ – передаваемые бинарные данные, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

Результаты

На основе работы [9], где использован OMS, здесь применяется AEMS и сравниваются их BER. Для корректного сравнения с результатами OMS из [9] в моделировании использованы полностью идентичные среда связи и набор параметров. В рамках этой конфигурации для декодирования применен AEMS. Получены результаты для предложенной модели системы связи БПЛА с 4-, 8-, 16-, 32-QAM и QC-LDPC в условиях канала с затуханиями Рэлея. Минимальная высота БПЛА принята на уровне моря, а максимальная – 300 м. При этом нормирующая высота 7,35 км, а преломляемость на уровне моря – 315. В моделировании используется DVB-S2 QC-LDPC-код с матрицей H (32 400, 10 800) и кодовой скоростью 2/3. В настоящем моделировании число итераций декодирования для обоих алгоритмов установлено равным 10. Подробные пояснения для этих параметров приведены в работе [9].

Сравнение AEMS и OMS представлено на рис. 3. Снижение средней BER для AEMS по сравнению с OMS в зависимости от SNR и порядка модуляции QAM приведено в табл. 2.

Видно, что BER AEMS может быть ниже, чем OMS для всех порядков QAM. Снижение BER растёт с ростом SNR (хотя для 4-QAM есть спад улучшения после пика при SNR = 10 дБ).

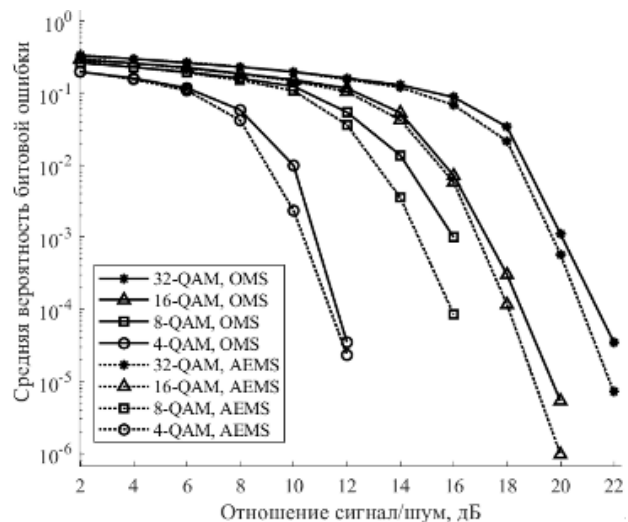


Рис. 3. Зависимости средней BER от SNR для OMS и AEMS в канале с затуханиями Рэлея при 4-, 8-, 16- и 32-QAM

Таблица 2
Снижение средней BER для AEMS относительно OMS
(в разях) в зависимости от порядка QAM и SNR (дБ)

SNR, дБ	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
4-QAM	0,99	1,03	1,08	1,39	4,23	1,50	–	–	–	–	–
8-QAM	0,98	1,00	1,02	1,06	1,15	1,50	3,89	11,73	–	–	–
16-QAM	0,97	0,99	1,03	1,01	1,04	1,11	1,26	1,23	2,60	5,54	–
32-QAM	0,98	1,00	0,98	1,00	1,00	1,03	1,08	1,28	1,58	1,92	4,88

В то же время чем выше порядок QAM, тем большее SNR требуется для улучшения BER. Максимальные снижения: 4-QAM при SNR = 10 дБ – 4,23 раза; 8-QAM при SNR = 16 дБ – 11,73 раза; 16-QAM при SNR = 20 дБ – 5,54 раза; 32-QAM при SNR=22 дБ – 4,88 раза.

Заключение

Таким образом, в условиях канала с затуханиями Рэлея в проверенных в работе сценариях моделирования AEMS может давать более низкую BER, чем OMS, в широком диапазоне порядков модуляции и значений SNR: до 11,73 раза при SNR = 16 дБ для 8-QAM. Из этого можно сделать вывод: хотя алгоритм AEMS имеет более высокую вычислительную сложность, чем OMS, он может улучшать декодирование. Следовательно, для БПЛА с достаточными вычислительными ресурсами AEMS может быть эффективным для повышения надёжности канала связи. В заключение отметим, что многие детали этого исследования доступны в работе [22].

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда по гранту № 25-29-00139 (<https://rscf.ru/project/25-29-00139/>) в ТУСУР.

Литература

- Макаренко С.И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. – Ч. 4: Функциональное поражение сверхвысоочастотным и лазерным излучениями // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 3. – С. 122–157. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10304.
- Белоусов А.О. Подходы к созданию методологии обеспечения электромагнитной совместимости средств функционального поражения электромагнитным излучением с другими радиоэлектронными средствами в составе комплекса противодействия беспилотным летательным аппаратам / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов // Матер. XI Междунар. науч.-техн. конф. «Проблемы совершенствования робототехнических и интеллектуальных систем летательных аппаратов». – г. Москва, 10–11 декабря, 2020. – М.: МАИ-ПРИНТ, 2020. – С. 1–5.
- Белоусов А.О. Повышение помехозащищенности беспилотного летательного аппарата в условиях воздействия мощного электромагнитного излучения: комплексный подход / А.О. Белоусов, А.В. Носов // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – № 1. – С. 10–47. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-1-010-047.
- Мазунов Д.А. Помехоустойчивость бортовой электроники беспилотных летательных аппаратов при мощных электромагнитных воздействиях: уязвимости, оценка и меры защиты / Д.А. Мазунов, Е.Б. Черникова, Т.Р. Газизов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2026. В печати.
- Газизов Т.Т. Методология проектирования критических узлов печатных плат беспилотных авиационных систем // Инженерное образование. – 2026. – № 40. В печати.
- Chen L. Near-Shannon-limit quasicyclic low-density parity-check codes / L. Chen, J. Xu, I. Djurdjevic, S. Lin // IEEE Transactions on Communications. – 2004. – Vol. 52. – P. 1038–1042.
- Zhang W. On the competitiveness of LDPC codes in wireless / W. Zhang, D.N.K. Jayakody // 2022 2th International Research Conference of SLTC (IRC). – 2022. – P. 93–95.
- Чжан В. LDPC and polar codes in 6G: A comparative study and unified frameworks / В. Чжан, Т.Р. Газизов // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11, № 5. – С. 42–59.
- Чжан В. Применение QC-LDPC-кодов в системе связи БПЛА / В. Чжан, Т.Т. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 14–21.
- Чжан В. Разработка адаптивного экспоненциального алгоритма декодирования минимальной суммы / В. Чжан, И. Мухамад, В.М. Саклаков // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2024. – Т. 12, № 4. – С. 1–11.
- Tanner R. A recursive approach to low complexity codes / R. Tanner // IEEE Transactions on Information Theory. – 1981. – Vol. 27. – P. 533–547.
- Jadhav M. Analysis and implementation of soft decision decoding algorithm of LDPC / M. Jadhav, A. Pancholi, A. Sapkal // International Journal of Engineering Trends and Technology. – 2013. – Vol. 4, No. 6. – P. 2380–2384.
- Chen J. Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes / J. Chen, M.P. Fossorier // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – Vol. 50. – P. 406–414.
- Fossorier M.P. Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation / M.P. Fossorier, M. Mihaljevic, H. Imai // IEEE Transactions on Communications. – 1999. – Vol. 47. – P. 673–680.
- Chen J. Density evolution for two improved BP-based decoding algorithms of LDPC codes / J. Chen, M.P. Fossorier // IEEE Communications Letters. – 2002. – Vol. 6. – P. 208–210.
- Zeng Y. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges / Y. Zeng, R. Zhang, T.J. Lim // IEEE Communications Magazine. – 2016. – Vol. 54. – P. 36–42.
- Mozaffari M. A tutorial on UAVs for wireless networks: Applications, challenges, and open problems / M. Mozaffari, W. Saad, M. Bennis, Y.-H. Nam, M. Debbah // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2019. – Vol. 21. – P. 2334–2360.
- Ali M.F. Revolutionizing firefighting: UAV-based optical communication systems for wildfires / M.F. Ali, D.N.K. Jayakody, P. Muthuchidambaramanathan // Photonics. – 2024. – Vol. 11. – P. 656.
- Cai X. Characterizing the small-scale fading for low altitude UAV channels / X. Cai, J. Song, J. Rodríguez-Piñero // Proc. 17th Int. Conf. Wireless Mobile Commun. – Nice, France: IARIA, 2021. – С. 16–19.
- Singya P.K. A survey on higher-order QAM constellations: Technical challenges, recent advances, and future trends / P.K. Singya, P. Shaik, N. Kumar, V. Bhatia, M.-S. Alouini // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2021. – Vol. 2. – P. 617–655.
- Rybalov D.V. Formation of extended modulation code schemes based on the LDPC codec 5G NR / D.V. Rybalov, A.A. Moiseenko, D.A. Pokamestov, Y.V. Kryukov, A.V. Filatov, and A.M. Zabolotsky // T-Comm. – 2024. – Vol. 18, No. 12. – P. 41–46.
- Чжан Вэйцзя. Оптимизированные алгоритмы декодирования для кодов с низкой плотностью проверок на четность и их применение в системах связи: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2025. – 140 с.

Чжан Вэйцзя

Аспирант Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-2252-2750
Тел.: +7-913-804-36-56
Эл. почта: zhangweijia@ieee.org

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. телевидения и управления ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-1192-4853
Тел.: +7-913-826-07-24
Эл. почта: talgat.r.gazizov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 21.12.2025.

Принята к публикации: 19.05.2026.

Zhang W., Gazizov T.R.

Applying the adaptive exponential min-sum decoding algorithm in a communication system of low-altitude unmanned aerial vehicles

Relevance. Rayleigh fading decreases communication reliability of low-altitude unmanned aerial vehicles (UAVs), thus raising bit error rate (BER). Low-density parity-check (LDPC) codes being high effective for channel coding reduce the impact of interference caused by such fading. However, system performance depends not only on the coding scheme, but also on the decoding algorithm. The offset min-sum (OMS) algorithm, despite its low computational complexity, demonstrates insufficiently small BER. In contrast, the adaptive exponential min-sum (AEMS) algorithm, while retaining the low complexity, enhances noise immunity through its adaptive correction mechanism. Purpose of the study is to compare BERs of AEMS and OMS algorithms in the Rayleigh fading channel.

Methods. A Rayleigh fading channel model for UAVs and simulation were used. **Results.** In contrast to OMS BER, the average AEMS BER decreased for different SNRs and orders of quadrature amplitude modulation (QAM). This reduction was significant, especially at high SNR levels: almost up to a factor of 12 at SNR=16 dB for 8-QAM. **Practical significance.** Even though the AEMS algorithm has higher computational complexity than the OMS algorithm, it enhances decoding. Therefore, for UAVs with sufficiently high computational resources, AEMS effectively raises communication channel reliability. The results of this study can be used in UAV design.

Keywords: decoding algorithm, LDPC codes, UAV, Rayleigh fading, bit error ratio.

Funding. The study was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation under grant No. 25-29-00139 (<https://rscf.ru/project/25-29-00139/>) at TUSUR.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-40-45

References

1. Makarenko S.I. Counter Unmanned Aerial Vehicles. Part 4. Functional Destroying with Microwave and Laser Weapons. Systems of Control, Communication and Security, 2020, no. 3, pp. 122–157. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10304 (in Russ.).
2. Belousov A.O., Gazizov T.R. Podkhody k sozdaniyu metodologii obespecheniya elektromag-nitnoy sovmestimosti sredstv funktsional'nogo porazheniya elektromagnitnym izlucheniym s drugimi radioelektron-nymi sredstvami v sostave

kompleksa protivodeystviya bes-pilotnym letatel'nykh apparatam [Approaches to create a methodology for assuring the electromagnetic compatibility of functional destruction means by electromagnetic radiation with other radioelectronic means of a complex for unmanned aerial vehicles countermeasures]. Materialy XI mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konfe-rentsii «Problemy sovershenstvovaniya roboto-tekhnicheskikh i intellektual'nykh sistem letatel'nykh apparatov». [«Problems of enhancement of robotic and intellectual systems of aerial vehicles»]. Proceedings of XI International scientific-technical conference, M., MAI-PRINT, Dec. 10–11, 2020, pp. 1–5 (in Russ.).

3. Belousov A.O., Nosov A.V. [Enhancing the Electromagnetic Immunity of the Unmanned Aerial Vehicle under High-Intensity Electromagnetic Radiation: A Comprehensive Approach]. Systems of Control, Communication and Security, 2025, no. 1, pp. 10–47. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-1-010-047 (in Russ.).

4. Mazunov D.A., Chernikova E.B., Gazizov T.R. [Electromagnetic Immunity of Unmanned Aerial Vehicle Onboard Electronics to High-Power Electromagnetic Disturbances: Vulnerabilities, Assessment, and Protective Measures]. Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2026. In press (in Russ.).

5. Gazizov T.T. [Methodology for Design of Critical Nodes of Printed Circuit Boards of Unmanned Aerial Systems]. Engineering education, 2026, no. 40. In press (in Russ.).

6. Chen L., Xu J., Djurdjevic I., Lin S. Near-Shannon-limit quasicyclic low-density parity-check codes. IEEE Transactions on Communications, 2004, vol. 52, pp. 1038–1042.

7. Zhang W., Jayakody D.N.K. On the competitiveness of LDPC codes in wireless. SLTC IRC, 2022. pp. 93–95.

8. Zhang W., Gazizov T.R. [LDPC and Polar Codes in 6G: A Comparative Study and Unified Frameworks]. Proceedings of Telecommunication Universities, 2025, vol. 11, no. 5, pp. 42–59 (in Russ.).

9. Zhang W., Gazizov T.T. [Application of QC-LDPC codes in UAV communication system]. Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki, 2025, vol. 28, no. 2, pp. 14–21 (in Russ.).

10. Zhang W., Mouhamad I., Saklakov V.M. [Development of adaptive exponential min sum decoding algorithm]. Modeling, optimization and information technology, 2024, vol. 12, no. 4, pp. 1–11 (in Russ.).

11. Tanner R. A recursive approach to low complexity codes. IEEE Transactions on information theory, 2003, vol. 27, pp. 533–547.

12. Jadhav M., Pancholi A., Sapkal A. Analysis and implementation of soft decision decoding algorithm of LDPC. International Journal of Engineering Trends and Technology, 2013, vol. 4, no. 6, pp. 2380–2384.

13. Chen J., Fossorier M.P. Near optimum universal belief propagation-based decoding of low-density parity check codes. IEEE Transactions on communications, 2002, vol. 50, pp. 406–414.

14. Fossorier M.P., Mihaljevic M., Imai H. Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation. IEEE Transactions on communications, 1999, vol. 47, pp. 673–680.

15. Chen J., Fossorier M.P. Density evolution for two improved BP-based decoding algorithms of LDPC codes. IEEE communications letters, 2002, vol. 6, no. 5, pp. 208–210.

16. Zeng Y., Zhang R., Lim T.J. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges. IEEE Communications Magazine, 2016, vol. 54, pp. 36–42.

17. Mozaffari M., Saad W., Bennis M., Nam Y.H., Debbah M. A tutorial on UAVs for wireless networks: Applica-

tions, challenges, and open problems. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2019, vol. 21, pp. 2334–2360.

18. Ali M.F., Jayakody D.N.K. Muthuchidambarana P. Revolutionizing firefighting: UAV-based optical communication systems for wildfires. *Photonics*, 2024, vol. 11, p. 656.

19. Cai X., Song J., Rodríguez-Piñeiro J., Mogensen P.E., Tufvesson F. Characterizing the small-scale fading for low altitude UAV channels. *ICWMC 2021: The Seventeenth International Conference on Wireless and Mobile Communications*, Nice, France, IARIA, 2021, pp. 16–19.

20. Singya P.K., Shaik P., Kumar N., Bhatia V., Alouini M.-S. A survey on higher-order QAM constellations: Technical challenges, recent advances, and future trends. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, vol. 2, pp. 617–655.

21. Rybalov D.V., Moiseenko A.A., Pokamestov D.A., Kryukov Y.V., Filatov A.V., Zabolotsky A.M. Formation of extended modulation code schemes based on the LDPC codec 5G NR. *T-Comm*, 2024, vol. 18, no. 12, pp. 41–46.

22. Zhang W. Optimizirovannye algoritmy decodirovaniya dlya kodov s nizkoy plotnost'iy proverok na tsetkost' i ih primeneniye v sistemah svyazi [Optimized Algorithms of Decoding for Low-density Parity-check codes and its Using in Communication Systems], PhD Thesis. Tomsk, TUSUR, 2025, 140 p.

Weijia Zhang

Postgraduate student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)

40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: 0000-0003-2252-2750

Phone: +7-913-804-36-56

Email: zhangweijia@ieee.org

Talgat R. Gazizov

Doctor of Science in Engineering, Head,

Department of television and control, TUSUR

40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: 0000-0002-1192-4853

Phone: +7-913-826-07-24

Email: talgat.r.gazizov@tusur.ru

Received: 21.12.2025.

Accepted: 19.05.2026.

УДК 621.317.6

Шифр специальности ВАК: 2.2.13

К.М. Полторыхин, Э.В. Семенов

Мера нелинейности и оценка погрешности измерения характеристических функций устройств основной полосы частот второго порядка

Актуальность. Наибольшую популярность для измерения устройств в настоящее время для поведенческих моделей приобрели X-параметры, которые не позволяют адекватно описать устройства основной полосы частот. Для устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики был разработан метод измерения на основе нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. Но при этом для данного метода не была никак метрологически оценена методическая и инструментальная погрешность измерения. **Цель исследования.** Целью настоящей работы является оценка методической и инструментальной погрешности измерения характеристических функций устройств основной полосы частот по модели второго порядка путем разработки и измерения меры нелинейности второго порядка. **Методы.** Мера нелинейности представляет собой устройство, которое состоит из последовательного соединения катушки индуктивности и резистора, параллельно соединенных с конденсатором. На входе меры устанавливается резистор с номиналом на порядок больше, чем выходное сопротивление генератора, для исключения его влияния на результат измерения. На выходе также ставится резистор с номиналом на порядок меньше, чтобы исключить влияние входного сопротивления канала осциллографа. Измерение меры нелинейности проводится с помощью метода, основанного на нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка. **Научная новизна.** Показано, что разработанный метод измерения по нелинейно-инерционной модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка позволяет измерять устройство основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики. **Результаты.** Показано, что систематическая погрешность измерения динамических параметров устройства не превышает 0,5%, что целиком может быть ассоциировано с инструментальной погрешностью измерения. Таким образом, методическая погрешность измерения тестируемым методом не обнаруживается на фоне других источников погрешности. **Практическая значимость.** Представленный метод измерения можно использовать для разработки измерительных приборов нового класса для характеристики устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, поведенческие модели, нелинейный рекурсивный фильтр, характеристические функции, нелинейные импульсные измерения.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-46-52

Введение

Для моделирования нелинейного поведения устройств радиотехнических систем можно использовать различные виды моделей. Можно описать узел системы с помощью SPICE-моделей [1–2], которые получили достаточно обширное признание в инженерной среде. Но использование таких моделей ограничивается, когда устройство содержит несколько каскадов из активных элементов, которые усложняют характеристику устройств.

С другой стороны, можно применять поведенческие модели, которые представляют собой модели типа «черный ящик» [3–11]. В большинстве своем такие модели основываются на применении X-параметров [8–11], которые не подходят для сверхширокополосных и видеоимпульсных воздействий (в основной полосе частот – до модулятора и после демодулятора). Для устройств основной полосы частот модели известны [6–7], но они не имеют ясной интерпретации вводимых характеристических функций модели, которые необходимо измерить.

В последнее время нами были разработаны простые нелинейно-инерционные модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров разных порядков, которые позволяют адекватно моделировать поведение

устройств основной полосы частот [12–15]. Для модели первого порядка была разработана установка для измерения характеристических функций, а также мера нелинейности, с помощью которой можно оценить методическую и инструментальную погрешность измерения этих функций: вольт-амперной (ВАХ) и кулон-вольтовой характеристики (КВХ) [14].

Для модели второго порядка, у которой количество характеристических функций увеличивается до трех [12] (добавляется вебер-амперная характеристика помимо ВАХ и КВХ) также был разработан метод измерения по модели нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, который предполагает перенос точек стробирования при определении характеристических функций в разные моменты времени [15]. Но при этом не были оценены методическая и инструментальная погрешности измерения, вносимые в процессе измерения характеристических функций.

Целью настоящей работы является оценка методической и инструментальной погрешности измерения характеристических функций устройств основной полосы частот по модели второго порядка путем разработки и измерения меры нелинейности второго порядка.

Схема, конструкция и расчет характеристик меры нелинейности второго порядка

На рис. 1, а изображена используемая схема меры нелинейности, в которой штриховой областью обозначена схема, рассчитываемая по нелинейно-инерционной модели второго порядка (рис. 1, б). Эта часть схемы представляет собой двухполюсник, который состоит из последовательного соединения катушки индуктивности и резистора, параллельно которым присоединена емкость [12]. На рис. 1, б изображена структурная схема, которая будет необходима для расчета параметров меры.

На вход меры подключается генератор импульсного сигнала с выходным сопротивлением R_{Γ} . На входе генератора устанавливается резистор $R1$ для того, чтобы исключить влияние выходного сопротивления R_{Γ} на постоянную времени меры нелинейности. При этом сопротивление резистора $R1$ должно быть на порядок больше, чем выходное сопротивление генератора R_{Γ} . $R_{\text{осц}}$ является входным сопротивлением канала осциллографа, которое также будет влиять на результат измерения параметров меры. Для того чтобы исключить влияние этого сопротивления, необходимо принять сопротивление резистора $R2$ на порядок меньше, чем входное сопротивление осциллографа $R_{\text{осц}}$. Примем $R_{\Gamma} = R_{\text{осц}} = 50$ Ом, что соответствует стандартным сопротивлениям приборов. Исходя из заданных сопротивлений генератора и осциллографа, сопротивления резисторов выбираются $R1 = 510$ Ом и $R2 = 5,1$ Ом.

Емкость конденсатора $C1$ выбирается исходя из обеспечения постоянной времени цепи $R2C1$, равной нескольким десяткам нс. Это сделано из тех соображений, чтобы данная постоянная времени на порядок или больше превышала длительность фронта тестового сигнала (порядка 1 нс). В целом мера нелинейности может быть рассчитана на любые постоянные времени, но в таком случае будет необходимо также изменять точки стробирования, которые располагаются в разные моменты времени. Конкретно выбрано номинальное значение емкости конденсатора $C1$, равное 15 нФ, что с учетом указанного значения сопротивления $R2$ дает постоянную времени цепи $R2C1$ 76,5 нс.

Оставшимся параметром меры является индуктивность $L1$, которая выбирается исходя из того,

чтобы на плоской вершине получить заметный выброс без излишних осцилляций. Конкретно номинал индуктивности выбран равным 240 нГн.

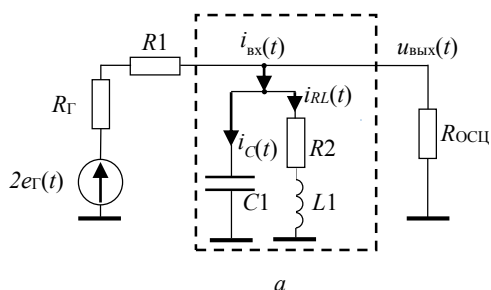
Для определения действительных значений параметров меры были измерены сопротивления, емкость и индуктивность всех элементов меры с частотой до 2 МГц с помощью измерителя *LCR*-метра Keysight E4980A/AL Precision. В результате получены следующие действительные значения параметров меры: $R1 = (509,22 \pm 0,15)$ Ом, $R2 = (5,109 \pm 0,002)$ Ом, $C1 = 14,806 \pm 0,008$ нФ, $L1 = 241,67 \pm 0,12$ нГн.

Помимо измерения действительных значений компонентов меры, также необходимо провести оценку паразитных параметров компонентов. Оцениваемая индуктивность чипа конденсатора находится в пределах 1–1,5 нГн, что намного меньше, чем действительное значение основной индуктивности меры. Но при этом собственная индуктивность конденсатора будет приводить к появлению паразитного выброса в самом начале переходной характеристики. Чтобы он не влиял на обработку, мы сглаживаем измеренную переходную характеристику фильтром Гаусса с постоянной времени 5 нс.

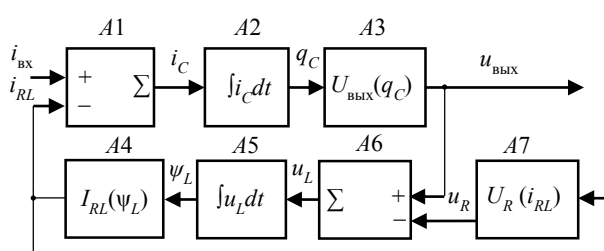
Паразитная емкость чипа индуктивности, по оценкам, может находиться в пределах 0,5–2 пФ. Действительное значение емкости конденсатора меры также намного больше, чем паразитный параметр емкости чипа индуктивности. Поэтому мы принимаем, что он не влияет на результат измерения. Также стоит отметить, что если бы напряжение изменялось ступенчато, то влияние паразитной емкости было бы максимально. Но постепенное изменение напряжения, наоборот, шунтирует эту емкость основным конденсатором $C1$. Поэтому мы принимаем, что влияние на результат измерения минимально.

Паразитные параметры резистора составляют 1–3 нГн и 0,1–0,5 пФ, что также намного меньше действительных значений компонентов меры. Также среди паразитных параметров стоит отметить индуктивность дорожек топологии, которая может составлять до 1 нГн. Это также намного меньше действительного значения индуктивности меры, поэтому мы не учитываем их при измерении.

На основании разработанной схемы меры нелинейности (см. рис. 1, а) и выбранных номиналов был изготовлен печатный узел меры нелинейности (рис. 2).



а



б

Рис. 1. Принципиальная схема меры нелинейности (а) и функциональная схема ее расчета (б); область, выделенная штриховым контуром, – эквивалентная схема рекурсивного фильтра второго порядка

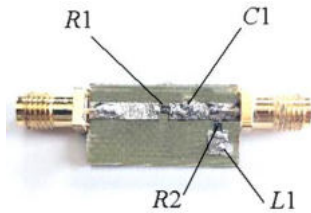


Рис. 2. Печатный узел меры нелинейности

Оценка методической и инструментальной погрешности измерения используемого метода

Для измерения параметров меры нелинейности мы воспользуемся методом [15], который заключается в прямых измерениях семейств переходных характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине и последующем косвенном измерении характеристических функций объекта измерения путем стробирования переходных характеристик в разные моменты времени. В рассматриваемом случае не обязательно использовать целое семейство переходных характеристик, так как при любом тестовом воздействии мы получим одни и те же параметры линейной меры. Поэтому мы ограничимся одной переходной характеристикой, по которой будем определять параметры меры.

Для измерения переходной характеристики был выбран генератор сигналов произвольной формы Siglent SDG-7102A. Для уменьшения систематической погрешности измерений было измерено его выходное сопротивление R_{Γ} . Оно составило 49,730 Ом. В качестве регистрирующего устройства использован осциллограф реального времени Keysight Technologies MXR 640A, входное сопротивление используемого канала которого также было измерено и составило $R_{\text{осц}} = 51,500$ Ом. При этом для измеряемых сопротивлений измерительных приборов исключена внутренняя реактивность. Мера нелинейности работает до 3 МГц, тогда как рабочая полоса частот у генератора и осциллографа 1 ГГц и более, что превышает рабочий диапазон меры.

Амплитуда напряжения с генератора $E_{\Gamma}(t)$ (см. рис. 1, а) была также измерена на осциллографе Keysight Technologies MXR 604A и составила $0,986 \pm 0,01$ В с фронтом нарастания 350 пс. Зная это значение, в соответствии с рис. 1, а можем определить эквивалентные параметры источника сигнала

для двухполюсника, выделенного штриховой линией. Это напряжение его холостого хода $E_{\text{экв}}(t)$

$$E_{\text{экв}}(t) = E_{\Gamma}(t) R_{\text{осц}} / (R_{\Gamma} + R_1 + R_{\text{осц}}) \quad (1)$$

и внутреннее сопротивление $R_{\text{экв}}$

$$R_{\text{экв}} = (R_{\Gamma} + R_1) R_{\text{осц}} / (R_{\Gamma} + R_1 + R_{\text{осц}}). \quad (2)$$

Получаем амплитуду $E_{\text{экв}}(t)$, равную 83,18 мВ, и $R_{\text{экв}} = 47,16$ Ом. С учетом известного значения R_2 находим входной ток двухполюсника, изображенного на рис. 1, а штриховой линией:

$$i_{\text{вх}}(t) = E_{\text{экв}}(t) / (R_{\text{экв}} + R_2). \quad (3)$$

В результате имеем амплитуду входного тока $i_{\text{вх}}(t)$ равную 1,59 мА. Рассчитанный входной ток $i_{\text{вх}}(t)$ и измеренная переходная характеристика $u_{\text{вых}}(t)$ представлены на рис. 3. Определив сигналы на входе и выходе меры нелинейности, можем перейти к измерению параметров меры нелинейности.

Измерение сводится к определению сопротивления резистора, емкости конденсатора и индуктивности меры нелинейности. Согласно методу [15], сопротивление резистора измеряется при установлении точки стробирования в момент времени 0,6 мкс на плоской вершине переходной характеристики (см. рис. 3, штриховая линия). Входной ток $i_{\text{вх}}$ в момент времени 0,6 мкс равен 1,588 мА по (3), а выходное измеренное напряжение $u_{\text{вых}}$ равно 8,235 мВ.

По закону Ома находим сопротивление резистора R_2 , которое будет равно 5,182 Ом. Так как мы знаем действительное значение сопротивления резистора $R_2 = 5,109$ Ом, то можем определить относительную погрешность измерения, равную 1,5%. Она определяется систематической инструментальной погрешностью измерения осциллографа (случайная нивелируется за счет усреднения наблюдений). В использованных диапазонах оцифровки она составляет 1% при измерении напряжения источника сигнала и напряжения на выходе меры, а также измерения эквивалентного сопротивления $R_{\text{экв}}$. Примем, что значение эквивалентного сопротивления $R_{\text{экв}}$ имеет точность выше, чем точность измерения напряжений на проход и на выходе меры. Тогда суммарная погрешность измерений (СКО) будет равна 1,4%, что укладывается в получаемую погрешность измерения резистора R_2 .

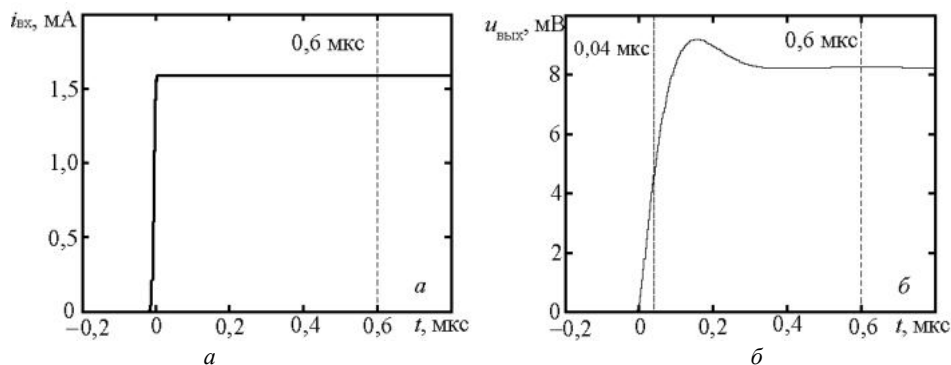


Рис. 3. Входной ток (а) и переходная характеристика меры нелинейности (б). Штриховые линии – выбор точки стробирования сопротивления резистора, пунктирная линия – выбор точки стробирования емкости

Согласно [15], емкость конденсатора определяется путем установления точки стробирования на фронте переходной характеристики, чтобы уменьшить влияние индуктивности на ее измерение. Точка стробирования выбирается в момент времени 0,04 мкс в области максимальной крутизны фронта, которую можно определить, если численно посчитать производную от измеренной переходной характеристики и определить максимальное значение. Данная точка находится не слишком в начале фронта, где конденсатор еще не заряжен, и не ближе к концу фронта, где будет начинаться влияние индуктивности. Емкость конденсатора C_1 определяется по зависимости заряда от времени (рис. 4, а). Однако устранить влияние тока индуктивности невозможно, поэтому зададимся начальным предположением о значении индуктивности для нахождения тока RL -цепи.

Нам известно действительное значение индуктивности $L_1 = 247,67$ нГн, но для оценки методической погрешности будет полезно задаться фактором неопределенности, т.е. взять значение индуктивности с некоторым допустимым отклонением от действительного значения [15]. Зададимся отклонением $\pm 30\%$ и найдем ток, протекающий через конденсатор, как разницу входного тока и тока RL -цепи. Ток RL -цепи можно найти по структурной схеме на рис. 1, б, выполнив расчет с помощью блоков А4–А7. Проинтегрировав ток конденсатора по времени, найдем заряд конденсатора (см. рис. 4, а).

На рис. 4, а изображены кривые заряда емкости при разных значениях индуктивности. Перенос точки

стробирования на фронт переходной характеристики уменьшает влияние индуктивности на измерение емкости конденсатора. Видно, что при различных предположениях об индуктивности в момент времени 0,04 мкс мы будем получать близкие значения емкости конденсатора.

Основные изменения в характеристиках происходят правее точки стробирования, поэтому при установке точки стробирования на плоской вершине переходной характеристики погрешность измерения емкости значительно увеличивается.

В правильности выбора точки стробирования можно также убедиться, если построить зависимость емкости от времени (см. рис. 4, б). Здесь также отложены кривые при различных предположениях об индуктивности. Также на этом же рисунке отложено действительное значение емкости конденсатора.

Можно заметить, что в момент времени 0,04 мкс отклонение от действительного значения емкости минимально. При отклонении индуктивности на $\pm 30\%$ измеренная емкость конденсатора 14,874 пФ отклоняется от действительного значения на 0,47%. Погрешность с учетом инструментальной погрешности измерения осциллографа находится в пределах ожидаемых значений.

Определив значения сопротивления резистора и емкости конденсатора меры, по остаточному принципу определяем индуктивность. Для этого необходимо определить ток через индуктивность RL -цепи и создаваемый ею магнитный поток (рис. 5).

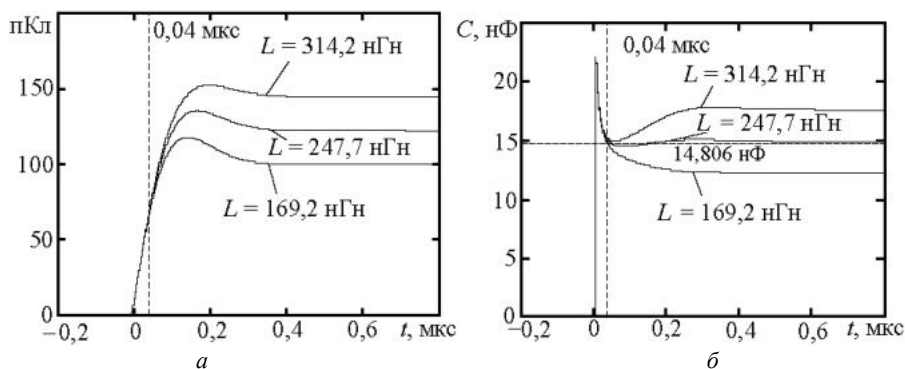


Рис. 4. Зависимости заряда от времени (а) и емкости от времени (б). Штриховая линия – выбор точки стробирования емкости конденсатора, пунктирная линия – действительное значение емкости конденсатора меры нелинейности

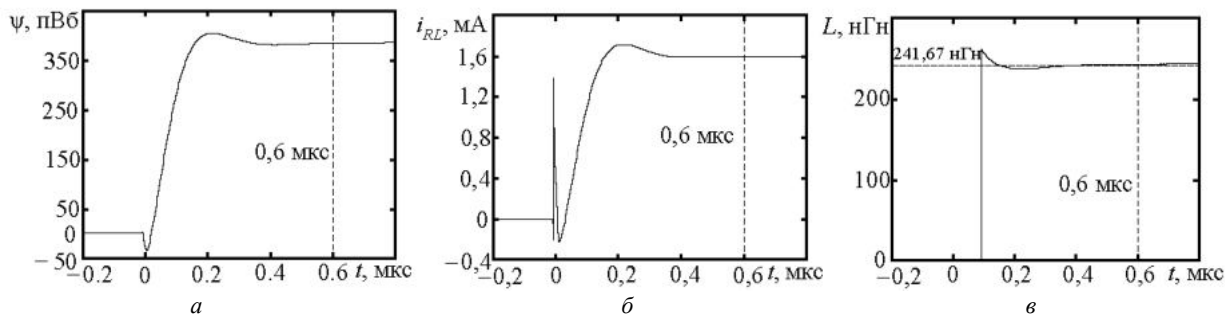


Рис. 5. Магнитный поток, протекающий через индуктивность (а), ток RL -цепи (б) и зависимость индуктивности от времени (в). Штриховая линия – выбор точки стробирования индуктивности, пунктирная линия – действительное значение индуктивности меры нелинейности

Точку стробирования можно выбрать в любой момент времени на плоской вершине переходной характеристики, когда переходные процессы завершены. Поэтому точка стробирования выбрана в момент времени 0,6 мкс (как и для определения сопротивления резистора).

Индуктивность в точке стробирования определяется как отношение магнитного потока ψ к току RL -цепи i_{RL} (в точке стробирования $\psi = 383,98$ пВб, $i_{RL} = 1,59$ мА). Измеренное значение индуктивности меры составило 241,77 нГн, а погрешность измерения относительно действительного значения индуктивности получилась равной 0,04%, что является хорошим результатом.

Заключение

В работе рассмотрена мера нелинейности для оценки погрешности измерения характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики. Мера нелинейности реализована как фильтр второго порядка, который подключен к внешним цепям так, чтобы снизить влияние сопротивлений генератора и осциллографа.

Мера использована для оценки методической погрешности измерения метода измерения нелинейных характеристик устройств, включающего стробирование их переходных характеристик в разные моменты времени с последующим определением характеристических функций устройства.

Полученная погрешность измерения статического параметра меры составила 1,5%. Погрешности динамических параметров меры относительно их действительных значений не превысили 0,5%. Отсюда следует, что наибольшее значение имеет систематическая инструментальная погрешность, на фоне которой методическая погрешность не просматривается.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

Литература

1. Quitadamo M.V. A SPICE Model of Operational Amplifiers for Electromagnetic Susceptibility Analysis / M.V. Quitadamo, F. Fiori // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – Vol. 64, No. 2. – P. 418–428. DOI: 10.1109/TEMC.2021.3135114.
2. Brinson M. Advances in Qucs-S Schematic Capture for SPICE and Verilog-A Device Modelling and Circuit Simulation / M. Brinson, D. Tomaszewski // 29th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and System (MIXDES). – Wrocław, Poland: IEEE Xplore, 2022. – P. 27–32. DOI: 10.23919/MIXDES55591.2022.9838038
3. Gong Z. A Behavioral Model for Predicting Third-order Intermodulation Asymmetry Under Broadband Signal Excitation / Z. Gong, F. Dai, H. Zhou, L. Song // 2025 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China). – Huangshan, China, 2025. – P. 1–3. DOI: 10.23919/ACES-China66523.2025.11332990.

4. A Novel Cardiff Model Coefficients Extraction Process Based on Artificial Neural Network / M. Tian, J. Bell, E. Azad, R. Quaglia, P. Tasker // 2023 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications. – Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2023. – P. 1–3. DOI: 10.1109/PAWR56957.2023.10046221.
5. A Low Complexity Moving Average Nested GMP Model for Digital Predistortion of Broadband Power Amplifiers / W. Chen, X. Liu, J. Chu, H. Wu, Z. Feng, F. M. Ghannouchi // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2022. – Vol. 69, No. 5. – P. 2070–2083. DOI: 10.1109/TCSI.2022.3150408
6. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain / M.I. Sobhy, E.A. Hosny, M.W.R. Ng, E.A. Bakkar // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44, No. 12. – P. 2571–2579. DOI: 10.1109/22.554605.
7. Pedro J.C. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches / J.C. Pedro, S.A. Maas // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No. 4. – P. 1150–1163. DOI: 10.1109/TMTT.2005.845723.
8. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems / D.E. Root, J. Wood, N. Tuffillaro, D. Schreurs, A. Pekker // Proc. of the 2002 IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation. – Santa Rosa, USA: IEEE, 2002. – P. 71–74. DOI: 10.1109/BMAS.2002.1291060
9. Broadband Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements / D.E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No. 11. – P. 3656–3664. DOI: 10.1109/TMTT.2005.855728.
10. Predicting Amplifier Intermodulation Distortion from Single-Tone Measurement/Simulation / R. Kishikawa, K.K. Tokgöz, H. Ito, S. Amakawa // 2025 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Jeju, Republic of Korea: IEEE, 2025. – P. 1–3. DOI: 10.1109/APMC65046.2025.11378877.
11. Induced Current Mismatch Correction Based on X parameters Theory / M.G. Palomo, S.O. Ruiz, A. Medina-Rull, E.G. Marín et al. // 2024 54th European Microwave Conference (EuMC). – Paris, France: IEEE, 2024. – P. 260–263. DOI: 10.23919/EuMC61614.2024.10732271.
12. Semyonov E.V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – Vol. 68, Iss. 6. – P. 2192–2196. DOI: 10.1109/TCSII.2020.3048819.
13. Назаров М.А. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение / М.А. Назаров, Э.В. Семенов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2023. – Т. 26, № 4. – С. 123–132. DOI: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132.
14. Назаров М.А. Поведенческие модели сверхширокополосных устройств и их характеристизация / М.А. Назаров, Э.В. Семенов. – Томск: ТУСУР, 2023. – 74 с.
15. Полторыхин К.М. Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики / К.М. Полторыхин, Э.В. Семенов // Изв. высших учеб. заведений России. – 2025. – Т. 28, № 4. – С. 109–118. DOI: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118.

Полторыхин Кирилл Михайлович

Мл. науч. сотр. Института сильноточной электроники
СО РАН (ИСЭ СО РАН)
Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055
Ассистент каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2149-1035
Тел.: (382-2) 49-15-44
Эл. почта: kpoltorykhin@inbox.ru

Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, ст. науч. сотр. ИСЭ СО РАН
Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055
Проф. каф. РСС ТУСУРА
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-5470-1185
Тел.: (382-2) 49-15-44
Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Поступила в редакцию: 22.04.2026.

Принята к публикации: 23.05.2026.

Poltorykhin K.M., Semyonov E.V.

**Nonlinearity Measure and Measurement Error Estimation
for Characteristic Functions of Second-Order Baseband
Devices**

Relevance. X-parameters have gained the greatest popularity for the measurement of device used in behavioral modeling. However, they do not allow adequate description of baseband devices. For baseband devices exhibiting overshoot on the flat top of the transient response, a measurement method was developed based on a nonlinear inertial model in the form of a second-order nonlinear recursive filter. At the same time, the methodical and instrumental errors of this method have not been metrologically evaluated. **Purpose of the work** is to evaluate the methodical and instrumental errors in measuring the characteristic functions of baseband devices using the second-order model by developing and measuring a second-order nonlinearity measure. **Methods.** The nonlinearity measure is a device consisting of an inductor and a resistor connected in series with a capacitor. The measure is designed in such a way as to exclude the influence of measuring instruments on the true value of its parameters. Measurement was performed using the method based on a nonlinear-inertial model in the form of a second-order nonlinear recursive filter. **Novelty.** It is shown that the developed measurement method based on the nonlinear-inertial model in the form a nonlinear recursive filter of second-order enables the measurement of baseband devices with an overshoot on the flat top of the transient response. **Results.** It is shown that the systematic error in measuring the dynamic parameters of the device does not exceed 0,5% and can be entirely attributed to the instrumental measurement error. Thus, the methodical error of the tested method is not detectable against the background of the error sources. **Practical significance.** The presented measurement method can be used to develop a new class of measuring instruments for characterizing baseband devices with an overshoot on the flat top of the transient response. **Keywords:** ultra-wideband signals, behavioral models, nonlinear recursive filter, characteristics function, nonlinear pulse measurements.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-46-52

References

1. Quitadamo M.V., Fiori F. A SPICE Model of Operational Amplifiers for Electromagnetic Susceptibility Analysis. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, vol. 64, no. 2, pp. 418–428. DOI: 10.1109/TEMPC.2021.3135114.
2. Brinson M., Tomaszewski D. Advances in Qucs-S Schematic Capture for SPICE and Verilog-A Device Modelling and Circuit Simulation. 2022 29th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and System (MIXDES), Wrocław, Poland, IEEE Xplore, 2022, pp. 27–32. DOI: 10.23919/MIXDES55591.2022.9838038
3. Gong Z., Dai F., Zhou H., Song L. A Behavioral Model for Predicting Third-order Intermodulation Asymmetry Under Broadband Signal Excitation. 2025 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Huangshan, China, 2025, pp. 1–3. DOI: 10.23919/ACES-China66523.2025.11332990.
4. Tian M., Bell J., Azad E., Quaglia R. and Tasker P. A Novel Cardiff Model Coefficients Extraction Process Based on Artificial Neural Network. 2023 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications, Las Vegas, NV, USA, IEEE, 2023, pp. 1–3. DOI: 10.1109/PAWR56957.2023.10046221.
5. W. Chen, X. Liu, J. Chu, H. Wu, Z. Feng, F.M. Ghanouchi. A Low Complexity Moving Average Nested GMP Model for Digital Predistortion of Broadband Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2022, vol. 69, no. 5, pp. 2070–2083. DOI: 10.1109/TCSI.2022.3150408
6. Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.A. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2571–2579. DOI: 10.1109/22.554605.
7. Pedro J.C., Maas S.A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163. DOI: 10.1109/TMTT.2005.845723
8. Root D.E., Wood J., Tuffillaro N., Schreurs D., Pekker A. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems. Proc. of the 2002 IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation. Santa Rosa, USA, IEEE, 2002, pp. 71–74. DOI: 10.1109/BMAS.2002.1291060
9. Root D.E., Verspecht J., Sharrit D., Wood J., Cognata A. Broadband Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664. DOI: 10.1109/TMTT.2005.855728
10. Kishikawa R., Tokgöz K.K., Ito H. and Amakawa S. Predicting Amplifier Intermodulation Distortion from Single-Tone Measurement/Simulation. 2025 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Jeju, Republic of Korea, IEEE, 2025, pp. 1–3. DOI: 10.1109/APMC65046.2025.11378877.
11. Palomo M.G., Ruiz S.O., Medina-Rull A., Marín E.G. et al. Induced Current Mismatch Correction Based on X parameters Theory. 2024 54th European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, IEEE, 2024, pp. 260–263. DOI: 10.23919/EuMC61614.2024.10732271.
12. Semyonov E.V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter. *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2192–2196. DOI: 10.1109/TCSII.2020.3048819.

13. Nazarov M.A. Semyonov E.V. [Minimalistic System of Characteristics of Non-linear Baseband Pulse Devices and its Measurement]. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2023, vol. 26, No. 4, pp. 123–132. DOI: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132 (in Russ.).

14. Nazarov M.A. Semyonov E.V. *Povedencheskiye modeli sverkhshirokopolosnykh ustroystv i ikh kharakterizatsiya* [Behavioral Models of Ultra-Wideband Devices and Their Characterization], Tomsk, Publ. house of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2023, 74 p. (in Russ.).

15. Poltorykhin K.M., Semyonov E.V. [Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Base band Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response]. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2025, vol. 28, no. 4, pp. 109–118. DOI: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118 (in Russ.).

Kirill M. Poltorykhin

Junior Researcher, Institute of High Current Electronics SB RAS (HCEI SB RAS)

2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk, Russia, 634055

Assistant, Department of Radioelectronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)

40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: 0000-0002-2149-1035

Phone: (382-2) 49-15-44

Email: kpoltorykhin@inbox.ru

Edward V. Semyonov

Doctor of Engineering Sciences, Senior Researcher, HCEI SB RAS

2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk, Russia, 634055

Professor, Department of Radioelectronics and Communication Systems, TUSUR

40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050

ORCID: 0000-0001-5470-1185

Phone: (382-2) 49-15-44

Email: edwardsemyonov@narod.ru

Received: 22.04.2026.

Accepted: 23.05.2026.

УДК 621.391

Шифр специальности ВАК: 2.2.13

А.С. Шинкевич, Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков,
Г.Н. Шалин, С.А. Еремеев, Д.Е. Ильинский

Множественный доступ с разделением по скорости: современное состояние и перспективы развития

Актуальность. Множественный доступ с разделением по скорости (Rate Splitting Multiple Access, RSMA) рассматривается как перспективный метод организации множественного доступа в сетях сотовой связи, поскольку современные методы имеют ограничения при росте требований к спектральной эффективности и качеству обслуживания. **Цель исследования.** Целью исследования является обзор и анализ вышедших к настоящему времени работ по тематике RSMA, а также оценка эффективности RSMA в соответствии со схемами прекодирования, предложенными Европейским институтом телекоммуникационных стандартов. **Методы.** В работе использованы обзор и сравнительный анализ современных исследований, анализ математической модели системы с RSMA, численное моделирование, рассмотрение лабораторных экспериментов и имитационное моделирование. **Научная новизна.** Научная новизна заключается в систематизации актуальных направлений исследований в области RSMA и дополнительной оценке эффективности RSMA для схем прекодирования, предложенных европейским институтом телекоммуникационных стандартов. **Результаты.** Описаны базовые принципы работы RSMA, приведена математическая модель системы, проанализированы современные исследования и выделены перспективные направления, включая полнодуплексную связь, интеграцию связи и сенсорики, реконфигурируемые интеллектуальные поверхности, бессотовую архитектуру и массивные антенные решетки. **Практическая значимость.** Полученные результаты могут быть использованы при анализе и выборе методов множественного доступа, а также при моделировании и проектировании перспективных систем сотовой связи с применением RSMA. **Ключевые слова:** 6G, многоантенные системы, множественный доступ, OMA, SDMA, NOMA, RSMA, управление интерференцией.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-53-67

Введение

Увеличение количества пользователей систем сотовой связи, а также появление новых услуг и сервисов приводит к увеличению объема передаваемого трафика. Следствием этого является качественный рост требований, предъявляемых к системам связи. Одной из ключевых технологий, определяющих основные характеристики систем связи (спектральная эффективность (СЭ), скорость передачи, помехоустойчивость, задержка и т.д.), является множественный доступ (Multiple Access, MA) [1]. Методы множественного доступа определяют принципы распределения ресурсов сети (время, частота, мощность, пространственные потоки, код) между пользователями [1]. Рассмотрим развитие систем сотовой связи и, в частности, множественного доступа.

Первое поколение сотовых сетей (1G) было ориентировано исключительно на аналоговую голосовую связь. Множественный доступ был организован в частотном домене (Frequency Division MA, FDMA). В данной технологии каждому пользователю выделялся свой частотный канал [2]. Во втором поколении (2G) произошел переход от аналоговой связи к цифровой. Следствием этого стало улучшение качества связи и появление новых сервисов, таких как передача текстовых и медиасообщений и мобильного интернета в поздних версиях стандарта [2]. Совместно с FDMA в 2G использовался множественный доступ во временном домене (Time Division MA, TDMA). В одном частотном канале отдельному пользователю выделялись временные интервалы (слоты), в которых

он обслуживался. Это позволило существенно увеличить скорость передачи и количество одновременно обслуживаемых пользователей [2].

В 3G использовался множественный доступ в кодовом домене (Code Division MA, CDMA). При его использовании все пользователи обслуживаются в одном частотно-временном ресурсе (ЧВР), а их разделение происходит благодаря расширению спектра с использованием набора ортогональных кодов [2]. Применение CDMA позволило улучшить качество связи ввиду хорошей помехоустойчивости и возможности перехода к «мягкому» хэндоверу (процесс переключения абонентского устройства между базовыми станциями (БС) в процессе перемещения). Также благодаря использованию всеми пользователями одного ЧВР значительно увеличилась емкость сети (количество одновременных подключений) и появились услуги, использующие широкополосный доступ [2].

В четвертом поколении сетей сотовой связи (4G) началось активное использование многоантенной связи (Multiple Input Multiple Output, MIMO). Основой физического уровня 4G стал множественный доступ с разделением по ортогональным поднесущим (Orthogonal Frequency Division MA, OFDMA) [2]. В отличие от предыдущих методов, OFDMA обеспечивает более гибкое распределение частотно-временных ресурсов между множеством пользователей, что приводит к улучшению качества связи. Общая полоса пропускания разбивается на множество ортогональных поднесущих, сгруппированных в ресурсные

блоки. Эти блоки динамически распределяются между пользователями в зависимости от качества канала и требуемых характеристик обслуживания. Применение OFDMA совместно с MIMO позволило существенно повысить качество связи, ввиду высокой устойчивости к сложным условиям среды распространения и динамическому распределению ресурсов сети [2].

В 5G произошел переход от однопользовательского MIMO к многопользовательскому (Multiuser MIMO, MU-MIMO) и появилась технология формирования луча (beamforming), что позволило совместно с OFDMA использовать множественный доступ в пространственном домене (Space Division MA, SDMA) [2]. Благодаря технологии формирования луча и использованию многоэлементных антенных решеток (massive MIMO, mMIMO) появилась возможность формирования узких лучей, предназначенных отдельному пользователю (или группе пользователей) [2]. Все это привело к кратному улучшению основных характеристик систем связи и появлению новых сервисов.

Сети 5G уже продемонстрировали значительный прогресс по сравнению с предыдущими поколениями, однако ожидается, что будущие сети шестого поколения (6G) достигнут еще более впечатляющих показателей. Ранее был проведен обширный обзор работ по тематике систем связи шестого поколения, представленный в [3]. На основании этих работ были сформированы сводные требования к основным характеристикам (спектральная эффективность, скорость передачи, помехоустойчивость и др.) будущего поколения систем связи, также приведенные в [3]. Эти требования подразумевают существенный прирост спектральной эффективности, скорости передачи и помехоустойчивости, что обусловлено развитием сервисов 5G. В то же время существующие схемы, основанные на ортогональном множественном доступе (Orthogonal MA, OMA), начинают всё отчетливее демонстрировать свои недостатки [4].

Одним из основных недостатков OMA является максимальное количество обслуживаемых пользователей, которое ограничено числом ортогональных ресурсов сети. Также стоит отметить, что увеличение количества устройств интернета вещей (Internet of Things, IoT) уменьшает общую спектральную эффективность [4]. Это обусловлено тем, что всем пользователям выделяется целый ресурсный блок, даже если его емкость для отдельного пользователя избыточна. Отдельно стоит отметить ограничения SDMA, в основе которого лежат алгоритмы многопользовательского прекодирования, описанные в [5–10]. Их производительность чувствительна к неточностям оценки канала, которых не избежать в реальных системах по ряду причин, а также условиям среды распространения (наличие пространственной корреляции, прямой видимости и др.) [10]. Еще одной существенной проблемой является подавление межпользовательской интерференции. Это возможно сделать только в незагруженных системах, т.е. когда число

пользователей не превышает количество передающих антенн [4]. Кроме того, возникает ряд сложностей при планировании (scheduling), так как для эффективной работы пользователи должны выбираться из условия ортогональности их каналов, иначе производительность системы деградирует [4, 10]. По этим причинам в научном сообществе обсуждаются новые подходы к организации множественного доступа.

Прямой альтернативой OMA является класс методов неортогонального множественного доступа (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA). При их использовании все пользователи обслуживаются в одном частотно-временном ресурсе, при этом каждому выделяется своя доля парциальной мощности. Сигналы, предназначенные другим пользователям, являются интерференцией, с которой борются с помощью последовательного подавления помех (Successive Interference Cancellation, SIC). В работах [11–19] показано, что методы NOMA эффективны в традиционных одноантенных системах (Single Input Single Output, SISO). Однако в последнее время вышел ряд работ, посвященных работе NOMA в системах MU-MIMO. В них показано, что NOMA малоэффективен в большинстве реальных сценариев многоантенной связи [20–22], это обусловлено принципиально разными подходами борьбы с интерференцией.

По причине наличия вышеописанных проблем в настоящее время в научном сообществе обсуждается новый подход к организации множественного доступа – разделение по скорости (Rate Splitting Multiple Access, RSMA) [1, 4, 21–29]. В основе работы RSMA лежат принципы OMA, NOMA и многопользовательского вещания (multicasting). Благодаря объединению подходов и перераспределению ресурсов сети появляется возможность гибкого управления интерференцией, что позволяет улучшить качество связи. Все это делает RSMA перспективной технологией-кандидатом на внедрение в будущие стандарты беспроводной связи. Подробное описание принципов работы RSMA приводится во втором разделе статьи. Несмотря на обширный интерес к RSMA, последние обзорные публикации, посвященные общим принципам работы и ключевым проблемам RSMA, вышли в 2022–2023 гг. [4, 23]. С тех пор исследования существенно продвинулись и вышел ряд важных фундаментальных и экспериментальных работ. Последние обзорные работы направлены на отдельные сценарии использования RSMA. Например, взаимодействие с реконфигурируемыми интеллектуальными поверхностями (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) [32], интеграции связи и сенсорики (Integrated Sensing And Communication, ISAC) [34].

Тем не менее обзорных публикаций, охватывающих последние достижения в области RSMA, недостаточно, особенно в русскоязычной научно-технической литературе, где тематика RSMA раскрыта слабо. В связи с этим цель настоящей работы – обобщить и систематизировать последние результаты исследований в области систем связи с разделением по скорости и выделить актуальные направления исследований.

В первом разделе представлена математическая модель базовой схемы RSMA и изложены общие принципы её функционирования. Во втором разделе обобщены результаты экспериментальных исследований – численного моделирования и лабораторных экспериментов, а также рассмотрены перспективы стандартизации. В третьем разделе сформулированы открытые задачи развития RSMA и обсуждается её интеграция с другими перспективными технологиями беспроводной связи. В четвертом разделе приведены полученные в ходе моделирования сравнительные результаты, показывающие преимущество RSMA. Пятый раздел завершает работу.

Множественный доступ с разделением по скорости

Ключевая идея RSMA – разделение передаваемой информации на общую часть, предназначенную для всех пользователей, и приватные части, индивидуальные для каждого абонента. Сигналы общего и частных каналов передаются одновременно посредством суперпозиционного кодирования. Благодаря такому подходу и адаптивному распределению ресурсов между каналами появляется возможность гибкого управления интерференцией. При этом крайними режимами работы RSMA выступают SDMA (общий канал отсутствует) и multicasting (частные каналы отсутствуют). Такой подход обеспечивает эффективную организацию множественного доступа в условиях различных пользовательских сценариев и уровней помех, а также гарантирует плавный переход между существующими схемами множественного доступа [4, 21–31].

Идея RSMA берет свое начало с работ по теории информации 70-х гг. прошлого века. В работах [35–38] была доказана её эффективность в SISO-системах по сравнению с классическими схемами множественного доступа с точки зрения степеней свободы и области достижимых скоростей. Новый виток развития RSMA получила во второй половине прошлого десятилетия. Так, в работе [21] была впервые предложена схема RSMA для MIMO-систем, а в [22] доказано превосходство RSMA над NOMA и SDMA.

Стоит упомянуть, что существует множество схем организации разделения по скорости [23–31], однако в данном разделе описывается только базовая

архитектура 1-Layer RS с применением линейного прекодирования и одним уровнем SIC на приемной стороне. На рис. 1 представлена классификация схем RSMA. На рис. 2 приведена структурная схема системы связи с одним передатчиком и K приемниками, мультиплексируемыми по методу RSMA [4].

Примем следующее упрощение: у каждого из K приемников 1 антенна. Передатчик оборудован M антеннами. Передача ведется на одной поднесущей, но система может быть расширена на случай множества поднесущих путем расширения всех векторов в частотной области.

На вход передатчика поступают битовые сообщения $\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K$, предназначенные K абонентам. В блоке «RS-разделитель» происходит разделение сообщения $\mathbf{w}_k$ на приватную $\mathbf{w}_{p,k}$ и общую $\mathbf{w}_{c,k}$ части, так, что $\mathbf{w}_k = [\mathbf{w}_{p,k} \mathbf{w}_{c,k}]$, $k = 1, \dots, K$. В блоке «объединение» общие части K абонентов объединяются в одно сообщение $\mathbf{w}_c = [\mathbf{w}_{c,1} \dots \mathbf{w}_{c,K}]$ [4].

В блоке «RS-кодер» происходит отображение сообщений в QAM-символы. Примем следующее упрощение: пусть размеры векторов $\mathbf{w}_c$ и $\mathbf{w}_{p,k}$, $k = 1, \dots, K$ подобраны таким образом, чтобы каждый из векторов отображался в один символ модуляции, т.е. $\mathbf{w}_c \rightarrow s_c \in \mathbf{a}_c$, $\mathbf{w}_{p,k} \rightarrow s_{p,k} \in \mathbf{a}_p$, где $\mathbf{a}_c$ и $\mathbf{a}_p$ – множества, содержащие всевозможные символы модуляции (например, алфавиты M-QAM) для общего и частных каналов. Каждый элемент множества представляет собой комплексное число (далее множество комплексных чисел обозначается как $\mathbf{C}$).

В общем виде порядок модуляции частного и общего канала может не совпадать. В векторной форме $\mathbf{s}_p = [s_{p,1}, \dots, s_{p,K}] \in \mathbf{a}_p^{K \times 1}$ [4].

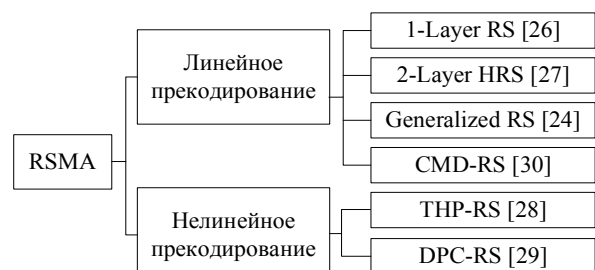


Рис. 1. Классификация схем RSMA

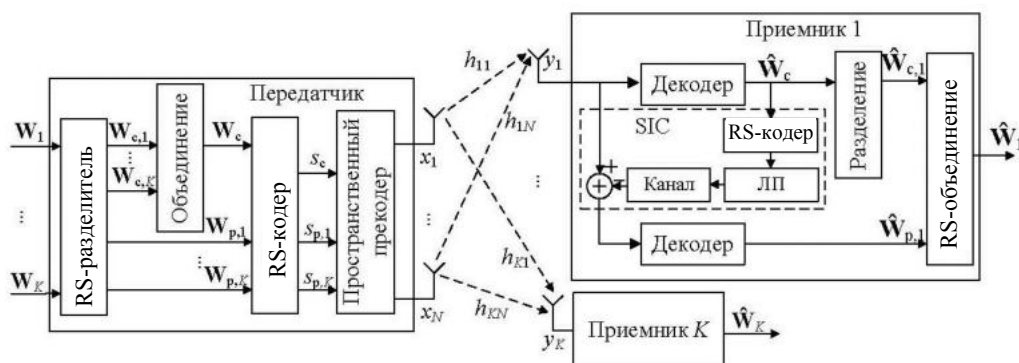


Рис. 2. Структурная схема системы связи с RSMA

Сигнал на выходе передатчика будет описываться следующим выражением:

$$\mathbf{X} = \sqrt{P_c} \mathbf{v}_c s_c + \sqrt{P_p} \sum_{k=1}^K \mathbf{v}_{p,k} s_{p,k} = \sqrt{P_c} \mathbf{v}_c s_c + \sqrt{P_p} \mathbf{V}_p \mathbf{s}_p,$$

где $\mathbf{v}_{p,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор прекодирования приватного канала для k -го пользователя, общая матрица прекодирования приватных каналов описывается как $\mathbf{V}_p = [\mathbf{v}_{p,1}, \dots, \mathbf{v}_{p,K}] \in \mathbb{C}^{M \times K}$, $\mathbf{v}_c \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор прекодирования общего канала, а P_c и P_p – доли мощности общего и приватного канала соответственно. Алгоритмы прекодирования приватных каналов широко известны, они применяются в многопользовательских системах ММО [5–10].

При этом должны выполняться следующие условия:

$$\|\mathbf{v}_c\|_F = \|\mathbf{V}_p\|_F = 1, \quad P_c + P_p \leq P_{\max},$$

где $P_{\max}$ – максимальная мощность излучения, $\|\cdot\|_F$ – норма Фробениуса [4].

Мультипликативные помехи описываются канальной матрицей $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$, каждый элемент которой h_{ij} – коэффициент передачи между i -й приемной и j -й передающей антенной. Также в канале присутствуют аддитивные шумы. Примем допущение, что мощность шума в каждом канале одинакова и равна σ^2 , тогда сигнал на входе k -го приемника будет описываться следующим выражением:

$$y_k = \mathbf{h}_k \mathbf{X} + n = \mathbf{h}_k \left(\sqrt{P_c} \mathbf{v}_c s_c \right) + \mathbf{h}_k \left(\sqrt{P_p} \mathbf{V}_p \mathbf{s}_p \right) + n,$$

где $n \sim CN(0, \sigma^2)$ – отсчеты белого гауссова шума, $\mathbf{h}_k$ – k -я строка канальной матрицы $\mathbf{H}$ [4].

Для RSMA СЭ общего канала для k -го пользователя будет определяться следующим выражением:

$$R_{c,k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_c |\mathbf{h}_k \mathbf{v}_c|^2}{\sum_{i=1}^K P_p |\mathbf{h}_k \mathbf{v}_{p,i}|^2 + \sigma^2} \right),$$

при этом, чтобы гарантировать успешную демодуляцию сигнала s_c всеми пользователями, скорость не должна превышать $R_c = \min \{R_{c,1}, \dots, R_{c,K}\}$ [4]. СЭ приватного канала будет определяться следующим выражением [4]:

$$R_{p,k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_p |\mathbf{h}_k \mathbf{v}_{p,k}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K P_p |\mathbf{h}_k \mathbf{v}_{p,i}|^2 + \sigma^2} \right).$$

Суммарная СЭ системы будет описывается следующим выражением [4]:

$$R = \min \{R_{c,k}\} + \sum_{k=1}^K R_{p,k}.$$

Современное состояние RSMA и перспективы внедрения

Численное моделирование. Развитие концепции IoT, а в более широком смысле – интернета всего

(Internet of Everything, IoE) [38] приводит к стремительному росту числа подключённых устройств, большая часть которых обладает ограниченными энергетическими ресурсами. Датчики, носимая электроника и другие элементы среды IoE требуют минимального энергопотребления при сохранении надёжной связи. В этих условиях энергетическая эффективность (ЭЭ) становится критически важным параметром при проектировании современных беспроводных систем и является ключевым фактором в реализации устойчивых, масштабируемых и интеллектуальных сетей связи будущих поколений.

В работах [39–42] проводится анализ задачи максимизации ЭЭ и сравнение RSMA с SDMA и NOMA. Авторами работ был предложен ряд алгоритмов формирования прекодера общего канала и распределения мощности для максимизации ЭЭ. Результаты показывают, что энергетическая эффективность RSMA превосходит SDMA и NOMA в условиях идеальной и неидеальной оценки канала. Отдельно стоит выделить работу [43], в которой рассматривается RSMA в полнодуплексном режиме (Full-Duplex, FD). Авторами рассмотрена задача совместной максимизации спектральной и энергетической эффективности и предложен алгоритм для ее решения. Результаты моделирования показывают, что FD-RSMA обеспечивает лучшие значения ЭЭ в сравнении с FD-SDMA, FD-NOMA (выигрыш достигает 76 и 17% соответственно) и RSMA при работе в полудуплексном режиме.

В работе [44] впервые была реализована архитектура физического уровня для систем связи с RSMA. Авторы предложили базовую схему передатчика и приёмника, включающую полярное кодирование, квадратурную модуляцию, а также эквалайзирования и алгоритм SIC-декодирования на приёмной стороне. Отдельное внимание было уделено механизму адаптивной модуляции и кодирования, в котором, в отличие от классических решений, не используется заранее определённая таблица сигнально-кодовых конструкций (СКК). Вместо этого параметры подбираются на основе оценки средних скоростей передачи и с учётом гибкости полярных кодов. Моделирование на канальном уровне показало, что RSMA демонстрирует превосходство над SDMA и NOMA по суммарной спектральной эффективности во всём диапазоне отношений сигнал/шум (ОСШ), особенно в области высоких значений ОСШ (25 дБ и выше).

В этих условиях RSMA обеспечивает производительность, превышающую теоретические пределы, достижимые для SDMA и NOMA в рассмотренных сценариях. Кроме того, RSMA не склонна к переходу в однопользовательский режим в отличие от SDMA и сохраняет честное распределение ресурсов между пользователями. Также было показано, что при наличии ограничений по качеству обслуживания (например, минимальная скорость передачи на пользователя) SDMA зачастую оказывается неприменимой, тогда как RSMA продолжает функционировать стабильно. Таким образом, предложенная реализация

физического уровня продемонстрировала, что RSMA не только теоретически универсальна, но и практически реализуема, превосходя альтернативные схемы как в условиях идеального канала, так и при наличии ошибок оценки.

В сетях 4G и 5G активно используют антенные решетки с кросс-поляризацией ($\pm 45^\circ$ к горизонтальной оси) [44, 46]. В сетях 6G планируется переход от mMIMO к Extremely Large-Scale MIMO (XL-MIMO), что предполагает использование решеток с сотнями и даже тысячами антенных элементов [47]. Кросс-поляризация позволяет сделать такие решетки компактнее, дешевле, а также улучшить качество связи [48]. Это делает актуальным вопрос эффективности RSMA в системах с такой антенной конфигурацией. В работе [49] было предложено 3 схемы работы RSMA в таких системах:

- мультиплексирование в домене поляризации, в этой схеме общий и приватные сигналы передаются с разной поляризацией, что позволяет проектировать приемники без использования SIC;
- поляризационное разнесение, в котором на антеннах с разной поляризацией передаются копии сигналов общего и приватных каналов, что повышает общую производительность системы;
- поляризационное мультиплексирование с использованием SIC, в данной схеме последовательное подавление помех используется отдельно для каждой поляризации, что позволяет значительно увеличить качество связи в условиях отсутствия ошибок компенсации.

Работа показала перспективы использования RSMA в таких конфигурациях.

Прототипы и экспериментальные исследования.

Бурный интерес к RSMA начался в конце прошлого десятилетия, в настоящее время данная технология еще не применяется в реальных системах связи, так как не решен ряд теоретических и практических вопросов. Однако первые лабораторные эксперименты уже проводятся. Исследовательские группы из Имперского колледжа Лондона [50] и VIAVI Solutions [51] независимо создали два прототипа системы связи с RSMA на базе программно-определяемых радиосистем.

Так, в работе [50] проводится экспериментальное сравнение RSMA, NOMA и SDMA, все методы были реализованы на программно-определяемых радиосистемах. В эксперименте использовался предложенный авторами формат кадра, а также 10 СКК, в качестве помехоустойчивого кода использовались полярные коды. В работе было рассмотрено 6 сценариев, в каждом из которых передатчик, оборудованный двумя антеннами, обслуживает двух одноантенных абонентов. Для каждого сценария эксперимент проводился при квантованной и неквантованной информации о состоянии канала. Основываясь на результатах, можно сделать вывод, что в некоторых сценариях производительность RSMA сравнима с NOMA или SDMA (крайние режимы работы RSMA),

а в некоторых существенно увеличивается (выигрыш в пропускной способности составляет до 31%).

В работе [52] рассмотрен сценарий многогрупповой многоадресной рассылки – частный случай многопользовательской беспроводной связи, при которой многоантенный передатчик совместно взаимодействует с несколькими группами пользователей одновременно. В каждой группе может быть один или несколько пользователей. В данной работе рассматривается производительность «перегруженной» (overloaded) системы, т.е. когда количество одноантенных пользователей превышает количество передающих антенн. В работе было рассмотрено 9 сценариев, в каждом из которых передатчик, оборудованный двумя антеннами, обслуживает две группы абонентов, в каждой из которых два одноантенных приемника. Различия между сценариями характеризуются распределением межгрупповых затуханий и межгрупповой пространственной корреляции, которые зависят от расположения обслуживаемых групп, положение передатчика не изменяется. Результаты показывают, что RSMA в отличие от SDMA и NOMA обеспечивает «честное» распределение ресурсов во всех сценариях, при этом в 8 сценариях RSMA также показывает выигрыш в суммарной пропускной способности.

В работе [53] представлен первый экспериментальный прототип RSMA для интегрированных систем связи и радиолокации (ISAC). Авторы исследуют, как распределение ресурсов между передачей данных и радиолокационными функциями влияет на эффективность системы, сравнивая RSMA и SDMA в сценариях с использованием и без использования выделенного радарного сигнала. Результаты экспериментов показали, что RSMA без выделенного сигнала обеспечивает более высокую суммарную пропускную способность, чем SDMA с выделенным сигналом, при этом сохраняется сопоставимое качество радиолокационных измерений. Отмечается, что RSMA демонстрирует гибкость в управлении интерференцией и может давать значительный прирост производительности, однако при недостаточной точности обработки сигналов его эффективность может снижаться.

Перспективы внедрения. В январе 2025 г. Европейский институт телекоммуникационных стандартов (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) объявил о создании группы по разработке отраслевых спецификаций, посвященной методам множественного доступа. Новая рабочая группа сосредоточена на исследовании и сравнении техник множественного доступа, включая OMA, SDMA, NOMA и RSMA, с точки зрения спектральной и энергетической эффективности, задержки и честности распределения ресурсов. В сферу её задач входит изучение сценариев развертывания, исследование процедур физического уровня, а также разработка прототипов и проведение полевых испытаний. Итоговые отчеты группы будут учитываться в деятельности 3GPP и других организаций при формировании стандартов 6G, что подкрепляет актуальность RSMA как одного

из ключевых кандидатов для будущих поколений беспроводных систем.

В январе 2026 г. ETSI опубликовал отчет [54], в нём рассматриваются базовые алгоритмы OMA, SDMA, NOMA и RSMA, а также используются каналные модели, ориентированные на типовые сценарии развертывания. Вместе с тем в отчёте не проводится детальный анализ режимов, в которых преимущества RSMA проявляются наиболее выражено. В частности, отдельно не рассматриваются совместное влияние пространственной корреляции каналов пользователей и различия между ними по коэффициенту передачи канала. Поэтому в настоящей работе выполнено дополнительное моделирование, основанное на близкой к ETSI модели, но направленное на выявление указанных зависимостей, оно представлено в пятом разделе.

Актуальные проблемы

Прекодирование общего канала. Одной из ключевых нерешённых задач в развитии RSMA остаётся разработка эффективных алгоритмов формирования прекодеров общего канала. На текущий момент большинство представленных в литературе решений основано на методах численной оптимизации, что ставит под сомнение их применимость в реальных системах с большим количеством антенн из-за высокой вычислительной сложности.

В ряде работ [55–57] для этих целей применяются методы выпуклой оптимизации. В частности, в [58] сделано предположение о том, что для двух пользователей оптимальное решение заключается в выравнивании коэффициентов передачи общего канала, и предложен алгоритм масштабирования, основанный на аппроксимации метода множителей Лагранжа. Однако данное предположение не всегда обеспечивает глобальный максимум, так как не учитывает поведение всего семейства функций. Авторы [58] предложили алгоритм, основанный на градиентном спуске, способный работать в системах с произвольной антенной конфигурацией.

В работе [59] подробно рассматривается применимость методов дробного программирования к задачам оптимизации в телекоммуникациях, в частности, к задачам, где целевая функция имеет дробно-рациональную структуру (например, при анализе энергетической и спектральной эффективности). Развивая эти идеи, авторы [60] формулируют задачу проектирования прекодеров общего канала как задачу дробного программирования, что позволяет использовать развитый математический аппарат для её решения. Такой подход обеспечивает более гибкую постановку задачи и открывает возможности для нахождения решений, близких к оптимальным.

В [61] предложен алгоритм оптимизации прекодеров, также основанный на численной оптимизации. Однако сами авторы указывают, что при большом числе антенн его применение в реальных системах затруднено из-за неприемлемой вычислительной сложности. При этом численные методы в принципе подвержены проблеме локальных максимумов, что

делает результат сильно зависимым от выбора начальных условий. Для произвольных антенных конфигураций в литературе часто используются упрощённые решения на основе взвешенного согласованного формирования луча [26, 62]. Несмотря на низкую вычислительную сложность, такие алгоритмы далеки от оптимальности.

Существующие решения всё ещё не позволяют достичь компромисса между эффективностью и практической реализуемостью. Высокая вычислительная сложность и ограниченная применимость предложенных алгоритмов создают серьёзные препятствия для их внедрения в реальные системы. Поэтому дальнейшие исследования должны быть направлены на разработку методов, которые при сохранении высокой эффективности смогут обеспечивать масштабируемость и устойчивость работы в условиях произвольных антенных конфигураций и неполной информации о канале.

Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности. В последние годы активно обсуждается концепция реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (RIS) [3, 63, 64]. RIS – это двумерная поверхность, состоящая из большого числа пассивных настраиваемых элементов, которые могут управлять фазой отражённого сигнала. В отличие от традиционных активных ретрансляторов, RIS практически не потребляет энергию, так как элементы реализуются на базе простых устройств (например, p-i-n-диодов или варикапов, подключенных к антеннам), и при этом RIS позволяет адаптивно изменять радиосреду: усиливать полезный сигнал, подавлять интерференцию и улучшать покрытие. Благодаря низкой стоимости, энергоэффективности и гибкости управления каналом, RIS рассматривается как ключевая технология 6G, позволяющая создавать «умные» среды распространения и значительно повышать спектральную и энергетическую эффективность беспроводных сетей [3, 63, 64].

В работах [65–70] рассмотрена возможность применения RIS совместно с RSMA. Так, в работе [65] были обобщены различные сценарии и модели каналов RSMA-RIS. Кроме того, были описаны возможные критерии оптимизации и было предложено решение для максимизации взвешенной суммарной скорости. В работах [67–69] показано, что RSMA в связке с RIS обеспечивает выигрыш в спектральной эффективности относительно других методов МД и RSMA без RIS в условиях идеальной и неидеальной оценки канала. В работах [70, 71] показано, что использование RIS позволяет уменьшить вычислительную сложность и упростить конструкцию приемопередающего оборудования.

Несмотря на достигнутые результаты, вопрос совместного проектирования прекодеров и формирования диаграммы направленности RIS остается открытым. Также в литературе слабо освещены вопросы работы восходящей связи RIS-RSMA и её интеграции с другими технологиями, например, ISAC и беспроводной передачей энергии.

Бессотовая архитектура. В условиях стремительного роста числа подключений и освоения новых частотных диапазонов ограничения сотовых сетей проявляются всё острее. Снижение качества связи на границах сот, проблемы масштабирования и неравномерное использование ресурсов затрудняют достижение высокой спектральной и энергетической эффективности. Это стимулируют интерес к новым архитектурным решениям, среди которых одной из наиболее перспективных считается бессотовая (Cell-Free, CF) архитектура [3, 72, 73]. В такой архитектуре множество процессорных блоков (CPUs) подключены к ядру сети. К каждому CPU может быть подключено несколько точек доступа (APs), при этом несколько APs может одновременно обслуживать одного пользователя (UE). Топология CF-сетей представлена на рис. 3.

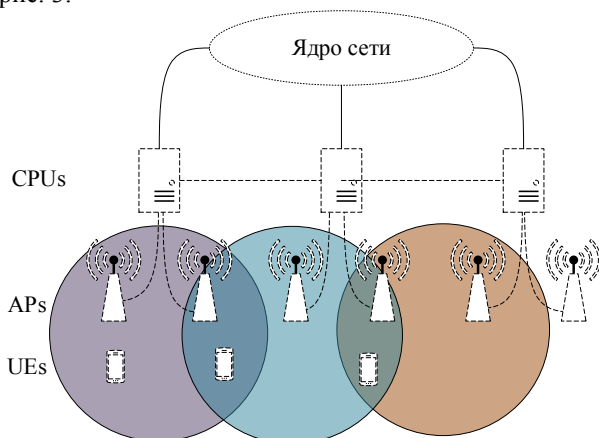


Рис. 3. Топология CF-сетей

В работах [72–76] обсуждается применение технологии RSMA в сетях с архитектурой Cell-Free. Так, в работе [72] проводится оптимизация прекодирования и распределения мощности для нисходящего канала, было рассмотрено влияние расположения точек доступа на производительность системы. В [74] рассматривается задача выбора точек доступа для максимизации минимальной скорости передачи. Для ее решения был предложен алгоритм глубокого обучения. Далее анализируется влияние ошибок оценки канала на производительность систем CF-RSMA и предлагается архитектура для устойчивой связи.

Авторы [75] рассматривают сценарий высокондежной связи с низкими задержками и предлагают алгоритм для максимизации минимальной скорости передачи.

Основываясь на результатах работ, можно сказать, что в большинстве рассмотренных сценариев RSMA превосходит традиционные системы CF-mMIMO и сотовую архитектуру. Но несмотря на большой интерес, работы по данной тематике сугубо теоретические, и ряд задач остается открытым. К ним можно отнести разработку физического и канального уровня (алгоритмы синхронизации и оценки канала, организация обратной связи и разработка схем адаптивной модуляции и кодирования). Все эти задачи должны согласованно решаться на множестве точек

доступа в режиме реального времени, что требует разработки вычислительно-эффективных алгоритмов.

Эффективность схемы RSMA, предложенной ETSI

В данном разделе описано выполненное авторами статьи имитационное моделирование RSMA с целью эффективности в соответствии с предложенными в [54] схемами прекодирования. В качестве базового для сравнения метода был выбран SDMA, поскольку он наиболее близок к RSMA по принципам организации пространственного разделения пользователей: оба подхода основаны на многопользовательском прекодировании и обслуживают абонентов в одном частотно-временном ресурсе. При этом RSMA может рассматриваться как развитие SDMA за счёт введения дополнительного общего потока.

Рассматривается двухпользовательский MISO-канал с линейной антенной решёткой из $M = 4$ передающих антенн. Канальная матрица задаётся как $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$, где $\mathbf{h}_1$ и $\mathbf{h}_2$ – канальные векторы пользователей. В соответствии с ETSI, векторы задаются следующим образом [54]:

$$\mathbf{h}_1 = \frac{1}{\sqrt{M}} [1, \dots, 1]^T, \quad \mathbf{h}_2 = \frac{\gamma}{\sqrt{M}} [1, e^{j\theta}, \dots, e^{j(M-1)\theta}]^T.$$

Здесь θ задает угловое разнесение, а γ определяет дисбаланс пользовательских каналов, причем $\|\mathbf{h}_1\|/\|\mathbf{h}_2\| = \gamma$. Пространственная корреляция определяется по следующей формуле [54]:

$$\rho = \frac{|\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2|^2}{\|\mathbf{h}_1\|^2 \|\mathbf{h}_2\|^2} = \left| \frac{\sin\left(M \frac{\theta}{2}\right)}{M \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \right|^2.$$

Такая модель позволяет независимо задавать корреляцию каналов и дисбаланс их коэффициентов передачи. В соответствии с ETSI, для SDMA и частных потоков RSMA использовалось MMSE-прекодирование. Прекодеры рассчитывались по нормированной канальной матрице [54]

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 \\ \|\mathbf{h}_1\| & \|\mathbf{h}_2\| \end{bmatrix}.$$

Схема SDMA подразумевает формирование только частных пользовательских потоков (доля мощности общего канала $t = 0$). Матрица прекодирования задавалась следующим образом [54]:

$$\mathbf{V}_p = \tilde{\mathbf{H}}^H \left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \frac{K\sigma^2}{P} \mathbf{I} \right)^{-1}.$$

После нормировки столбцов матрицы мощность распределялась между пользователями равномерно: каждому пользователю выделялась мощность P/K .

Если $t \in [0, 1]$ – доля мощности общего потока, $P_c = tP$, то на частные потоки суммарно выделяется $P_p = (1 - t)P$ на каждый частный поток $(1 - t)P/K$. Для частных потоков использовалась аналогичная SDMA-матрица прекодирования, но с параметром регуляризации, рассчитанным по мощности частных каналов. Прекодер общего потока в RSMA выбирался

по доминирующему правому сингулярному вектору нормированной канальной матрицы.

Первый рассмотренный сценарий соответствовал стратегии максимизации суммарной спектральной эффективности (SR). В этом случае для каждого набора параметров канала выбиралось такое значение t , при котором достигалась максимальная сумма пользовательских скоростей. Такая стратегия ориентирована на повышение общей пропускной способности системы и не требует равномерного распределения скоростей. Вторая стратегия соответствовала критерию max-min fairness (MMF), который подразумевает максимизацию минимальной пользовательской скорости. Для этой стратегии, помимо доли мощности общего потока t , оптимизировалось распределение общего сообщения между пользователями, что позволяло выравнивать их скорости.

$$R_1 = R_{p,1} + \beta R_c, \quad R_2 = R_{p,2} + (1-\beta) R_c,$$

где $\beta \in [0, 1]$ – доля общего сообщения, выделенная первому пользователю. При максимизации по критерию MMF параметр β выбирался так, чтобы увеличить минимальную пользовательскую СЭ.

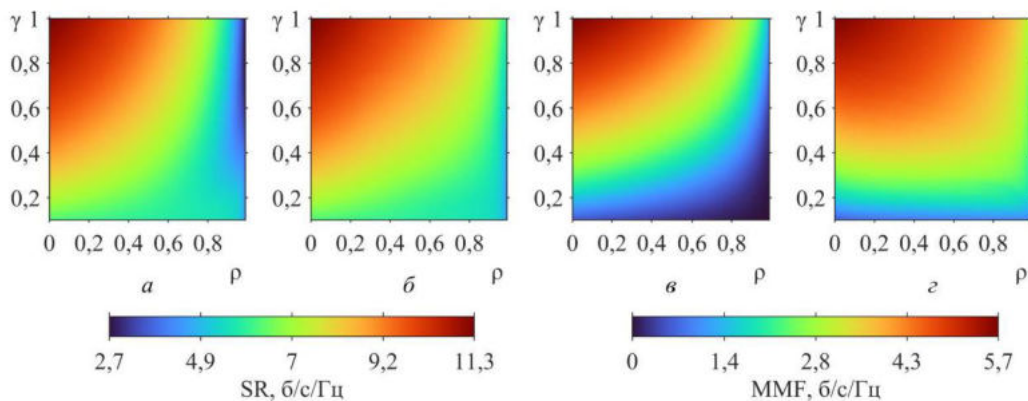


Рис. 4. Тепловые карты спектральной эффективности RSMA и SDMA: SDMA, SR – а, RSMA, SR – б, SDMA, MMF – в, RSMA, MMF – г

При $t = 0$ RSMA вырождается в SDMA, поскольку общий поток отсутствует. При $t > 0$ часть мощности выделяется на общий поток, что позволяет RSMA эффективнее учитывать межпользовательскую интерференцию и обеспечивать более высокие значения спектральной эффективности по сравнению с SDMA. Более заметное различие между схемами наблюдается при использовании стратегии MMF. В случае SDMA минимальная пользовательская спектральная эффективность существенно уменьшается при росте коэффициента корреляции, особенно в области малых значений γ . Это указывает на ограниченные возможности SDMA по поддержанию сбалансированных пользовательских скоростей при ухудшении условий пространственного разделения.

Для RSMA зависимость MMF от коэффициента пространственной корреляции выражена слабее: значения минимальной пользовательской спектральной эффективности остаются более равномерными в рассматриваемой области параметров. Такой результат связан с наличием общего потока, который позволяет перераспределять часть передаваемой мощности пользователю с худшими условиями приёма (см. рис. 5).

Полученные результаты представлены на рис. 4 и 5. Из рис. 4 видно, что при росте корреляции каналов эффективность SDMA снижается, в то время как RSMA демонстрирует более устойчивое поведение за счёт общего потока. При максимизации суммарной спектральной эффективности общий поток используется в тех областях, где он повышает общую скорость передачи (как это видно из рис. 5). При значительном различии норм каналов возрастает доля мощности, выделяемая на общий поток. Это позволяет компенсировать ухудшение условий приёма для более слабого пользователя и повысить минимальную пользовательскую спектральную эффективность.

Сравнение результатов для SDMA и RSMA показывает, что при максимизации суммарной спектральной эффективности различие между схемами выражено умеренно. Это объясняется тем, что общий поток в RSMA задействуется только в тех областях, где его использование приводит к увеличению целевой функции.

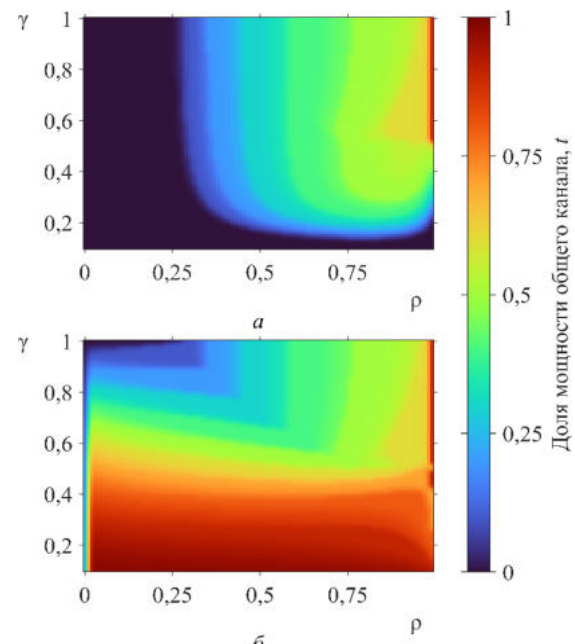


Рис. 5. Тепловые карты распределения доли мощности общего канала RSMA, t : RSMA SR – а; RSMA MMF – б

Следовательно, при $t > 0$ RSMA превосходит SDMA не только по эффективности использования радиоресурса, но и по критерию минимальной пользовательской скорости.

Заключение

В работе представлен обзор последних достижений в области систем связи с разделением по скорости. Рассмотрены базовые принципы работы и математическая модель RSMA, проведён анализ лабораторных и численных исследований, а также обсуждены перспективы внедрения и стандартизации технологии. Отдельное внимание уделено открытым научно-техническим проблемам.

Полученные различными коллективами результаты свидетельствуют о высоком потенциале RSMA для сетей связи следующего поколения. Эта технология способна обеспечить значительный рост спектральной и энергетической эффективности, повысить устойчивость к неточному знанию канала и обеспечить более гибкое управление межпользовательской интерференцией. Дополнительно было проведено моделирование эффективности RSMA в сравнении с SDMA с учётом подходов, представленных в отчёте ETSI. Несмотря на достигнутый прогресс, остаётся ряд задач, требующих решения: развитие методов оптимизации для многопользовательских сценариев, интеграция RSMA с другими перспективными направлениями (RIS, ISAC, машинное обучение), а также разработка эффективных алгоритмов для практических систем с ограниченными вычислительными ресурсами. Не менее актуальна задача верификации новых подходов в прототипах и опытных образцах оборудования.

Таким образом, RSMA можно рассматривать как одну из ключевых технологий, определяющих технический облик систем связи следующих поколений. Мировой опыт показывает, что современные технологии способны быстро проходить путь от теоретических концепций до практического внедрения в реальные системы связи. Достаточно вспомнить примеры MIMO или полярных кодов, которые относительно недавно представляли собой преимущественно академические разработки. Можно ожидать, что аналогичный путь предстоит и RSMA.

Литература

1. Comparative analysis of multiple access techniques for 6G communication systems / D. Pokamestov, Y. Kryukov, E. Rogozhnikov, G. Shalin, A. Shinkevich, R. Litvinov // *Telecommunication Systems: Modelling, Analysis, Design and Management*. – 2025. – Vol. 88, No. 3. – P. 1–14.
2. Evolution of mobile wireless communication to 5G revolution. / A.A. Salih, S.R. Zeebaree, A.S. Abdulaheem, R.R. Zebari, M.A. Sadeeq, O.M. Ahmed // *Technology Reports of Kansai University*. – 2020. – Vol. 62, No. 5. – P. 2139–2151.
3. Системы связи 6G: концепция, тренды, технологии физического уровня / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Р.Р. Абенов, А.А. Бровкин, А.С. Шинкевич, Г. Н. Шалин // *Радиотехника и электроника*. – 2024. – Т. 69, № 1. – С. 3–33.
4. Rate-Splitting Multiple Access: Fundamentals, Survey, and Future Research Trends / Y. Mao, O. Dizdar, B. Clerckx, R. Schober, P. Popovski and H.V. Poor // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2022. – Vol. 24, No. 4. – P. 2073–2126.
5. Spencer Q.H. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels / Q.H. Spencer, A.L. Swindlehurst, M. Haardt // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2004. – Vol. 52, No. 2. – P. 461–471.
6. Peel C.B. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization / C.B. Peel, B.M. Hochwald, A.L. Swindlehurst // *IEEE Transactions on Communications*. – 2005. – Vol. 53, No. 1. – P. 195–202.
7. Tomlinson-Harashima precoding in space-time transmission for low-rate backward channel / R.F.H. Fischer, C. Windpassinger, A. Lampe and J.B. Huber // *International Zurich Seminar on Broadband Communications Access – Transmission*. – Networking, Zurich, Switzerland: IEEE, 2002. – P. 7-7. DOI: 10.1109/IZSBC.2002.991747.
8. Sadek M. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels / M. Sadek, A. Tarighat, A.H. Sayed // *IEEE transactions on Wireless Communications*. – 2007 – Vol. 6, No. 5. – P. 1711–1721.
9. Linear pre-coding performance in measured very-large MIMO channels / X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, F. Tufvesson // *IEEE vehicular technology conference (VTC Fall)*. – San Francisco, United States: IEEE, 2011. – P. 1–5.
10. Помехоустойчивость многопользовательских систем MIMO при неидеальной оценке канала и других искажениях / А. Шинкевич, Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников, Г.Н. Шалин, А.А. Бровкин // *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии*. – 2023. – Т. 15, № 4. – С. 441–452.
11. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access / Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, K. Higuchi // *IEEE 77th vehicular technology conference (VTC Spring)*. – Dresden, Germany: IEEE, 2013. – P. 1–5.
12. Nikopour H. Sparse code multiple access / H. Nikopour, H. Baligh // *IEEE 24th annual international symposium on personal, indoor, and mobile radio communications (PIMRC)*. – London, United Kingdom: IEEE, 2013. – P. 332–336.
13. Evolution of NOMA toward next generation multiple access (NGMA) for 6G / Y. Liu, S. Zhang, X. Mu, Z. Ding, R. Schober, N. Al-Dhahir, E. Hossain, X. Shen // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 2022. – Vol. 40, No. 4. – P. 1037–1071.
14. Mu X. NOMA for integrating sensing and communications toward 6G: A multiple access perspective. / X. Mu, Z. Wang, Y. Liu // *IEEE Wireless Communications*. – 2023. – Vol. 31, No. 3. – P. 316–323.
15. Shahan Shah A.F.M. A survey from 1G to 5G including the advent of 6G: Architectures, multiple access techniques, and emerging technologies // *IEEE 12th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*. – Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2022. – P. 1117–1123.
16. Sparse code multiple access for 6G wireless communication networks: Recent advances and future directions / L. Yu, Z. Liu, M. Wen, D. Cai, S. Dang, Y. Wang, P. Xiao // *IEEE Communications Standards Magazine*. – 2021. – Vol. 5, No. 2. – P. 92–99.
17. On the capacity comparison between MIMO-NOMA and MIMO-OMA / Y. Liu, G. Pan, H. Zhang, M. Song // *IEEE Access*. – 2016. – Vol. 4. – P. 2123–2129.
18. Signal processing for MIMO-NOMA: Present and future challenges / Y. Huang, C. Zhang, J. Wang, Y. Jing, L. Yang, X. You // *IEEE Wireless Communications*. – 2018. – Vol. 25, No. 2. – P. 32–38.
19. A power allocation scheme for MIMO-NOMA and D2D vehicular edge computing based on decentralized DRL /

- D. Long, Q. Wu, Q. Fan, P. Fan, Z. Li, J. Fan // *Sensors*. – 2023. – Vol. 23, No. 7. – P. 3449.
20. 3GPP 38.812. Technical report Study on Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for NR, 2018 [Электронный ресурс]. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3236> (дата обращения: 19.05.2025).
21. Joudeh H. Sum-rate maximization for linearly precoded downlink multiuser MISO systems with partial CSIT: A rate-splitting approach / H. Joudeh, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Communications*. – 2016. – Vol. 64, No. 11. – P. 4847–4861.
22. Is NOMA Efficient in Multi-Antenna Networks? A Critical Look at Next Generation Multiple Access Techniques / B. Clerckx, Y. Mao, R. Schober, E. Jorswieck, D.J. Love, J. Yuan, L. Hanzo, G.Y. Li, E.G. Larsson, G. Caire // *IEEE Open Journal of the Communications Society*. – 2021. – Vol. 2. – P. 1310–1343.
23. Mao Y. Rate-splitting multiple access for downlink communication systems: Bridging, generalizing, and outperforming SDMA and NOMA / Y. Mao, B. Clerckx, V.O.K. Li // *EURASIP journal on wireless communications and networking*. – 2018. – Vol. 2018, No. 1. – Art. 133.
24. A primer on rate-splitting multiple access: Tutorial, myths, and frequently asked questions/ B. Clerckx, Y. Mao, E.A. Jorswieck, J. Yuan, D.J. Love, E. Erkip, D. Niyato // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 2023. – Vol. 41, No. 5. – P. 1265–1308.
25. Hao C. Rate analysis of two-receiver MISO broadcast channel with finite rate feedback: A rate-splitting approach / C. Hao, Y. Wu, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Communications*. – 2015. – Vol. 63, No. 9. – P. 3232–3246.
26. A Rate Splitting Strategy for Massive MIMO With Imperfect CSIT / M. Dai, B. Clerckx, D. Gesbert, G. Caire // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2016. – Vol. 15, No. 7. – P. 4611–4624.
27. Flores A.R. Tomlinson-harashima precoded rate-splitting for multiuser multiple-antenna systems / A.R. Flores, B. Clerckx, R.C. De Lamare // 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). – Lisbon, Portugal: IEEE, 2018. – P. 1–6.
28. Mao Y. Beyond dirty paper coding for multi-antenna broadcast channel with partial CSIT: A rate-splitting approach / Y. Mao, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Communications*. – 2020. – Vol. 68, No. 11. – P. 6775–6791.
29. Interference Mitigation via Rate-Splitting and Common Message Decoding in Cloud Radio Access Networks / A. Alameer Ahmad, H. Dahrouj, A. Chaaban, A. Sezgin, M.-S. Alouini // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 80350–80365.
30. Оценка пропускной способности систем связи на основе множественного доступа с разделением по скорости / Д.А. Покаместов, А.В. Филатов, Я.В. Крюков, А.С. Шинкевич, Г.Н. Шалин, Е.В. Рогожников // *Радиотехника и электроника*. – 2025. – Т. 70, №1. – С. 88–95.
31. Evaluation of the Efficiency of Rate-Splitting Multiple Access in Next-Generation Communication Systems Scenarios / D. Pokamestov, A. Shinkevich, Y. Kryukov, E. Rogozhnikov, G. Shalin, S. Zemlyanukhin // *IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC)*. – Moscow, Russian Federation: IEEE, 2024. – P. 161–165.
32. Aboumahmoud I. Resource Management in RIS-Assisted Rate Splitting Multiple Access for Next Generation (xG) Wireless Communications: Models, State-of-the-Art, and Future Directions / I. Aboumahmoud, E. Hossain, A. Mezghani // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2025. – Vol. 27, No. 3. – P. 1618–1655.
33. Recent Trend of Rate-Splitting Multiple Access-Assisted Integrated Sensing and Communication Systems / S. Jang, N. Kim, G. Kim, B. Lee // *Electronics*. – 2024. – Vol. 13, No. 23. – Art. 4579.
34. Carleial A.B. Interference channels // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 1978. – Vol. 24. – P. 60–70.
35. Han T. A new achievable rate region for the interference channel / T. Han, K. Kobayashi // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 1981. – Vol. 27, No. 1. – P. 49–60.
36. Rimoldi B. A rate-splitting approach to the Gaussian multiple-access channel / B. Rimoldi, R. Urbanke // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 1996. – Vol. 42, No. 2. – P. 364–375.
37. Etkin R.H. Gaussian interference channel capacity to within one bit / R.H. Etkin, N.C. David, H. Wang // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2008. – Vol. 54, No.12. – P. 5534–5562.
38. A review on Internet of Things (IoT), Internet of Everything (IoE) and Internet of Nano Things (IoNT) / M.H. Miraz, M. Ali, P.S. Excell, R. Picking // 2015 Conference on Internet Technologies and Applications (ITA). – Wrexham, UK: IEEE, 2015. – P. 219–224.
39. Mao Y. Energy efficiency of rate-splitting multiple access, and performance benefits over SDMA and NOMA / Y. Mao, B. Clerckx, V.O.K. Li // 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). Lisbon, Portugal: IEEE, 2018. – P. 1–5.
40. Zhou G. Rate-splitting multiple access for multi-antenna downlink communication systems: Spectral and energy efficiency tradeoff / G. Zhou, Y. Mao, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2021. – Vol. 21, No. 7. – P. 4816–4828.
41. Energy-Efficient RSMA for Multigroup Multicast and Multibeam Satellite Communications / H. Cui, L. Zhu, Z. Xiao, B. Clerckx, R. Zhang // *IEEE Wireless Communications Letters*. – 2023. – Vol. 12, No. 5. – P. 838–842.
42. Sivadevuni S. Optimizing energy efficiency with RSMA: Balancing low and high QoS requirements / S. Sivadevuni, K. Weinberger, A. Sezgin // *IEEE 25th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. – Lucca, Italy: IEEE, 2024. – P. 716–720.
43. Robust Beamforming Design for RSMA-Integrated Full-Duplex Communications: Energy and Spectral Efficiency Trade-Off / R. Allu, M. Katwe, K. Singh, S.L. Cotton, C.-P. Li, T.Q. Duong // *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*. – 2025. – Vol. 9, No. 3. – P. 948–961.
44. Rate-Splitting Multiple Access for Downlink Multi-Antenna Communications: Physical Layer Design and Link-level Simulations / O. Dizdar, Y. Mao, W. Han, B. Clerckx // *IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. – London, UK: IEEE, 2020. – P. 1–6.
45. 3GPP TR 36.873. «Study on 3D-channel model for LTE». 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) [Электронный ресурс]. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=2574> (дата обращения: 19.05.2025).
46. 3GPP TR 38.901. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network [Электронный ресурс]. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173> (дата обращения: 19.05.2025).
47. A tutorial on extremely large-scale MIMO for 6G: Fundamentals, signal processing, and applications / Z. Wang,

- J. Zhang, H. Du, D. Niyato, S. Cui, B. Ai, M. Debbah, K.B. Letaief, H.V. Poor // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2024. – Vol. 26, No. 3. – P. 1560–1605.
48. Özdoğan Ö. Massive MIMO with dual-polarized antennas / Ö. Özdoğan, E. Björnson // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2022. – Vol. 22, No. 2. – P. 1448–1463.
49. Dual-polarized massive MIMO-RSMA networks: Tackling imperfect SIC. / A.S. de Sena, P.H. Nardelli, D.B. da Costa, P. Popovski, C.B. Papadias, M. Debbah // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2022. – Vol. 22, No. 5. – P. 3194–3215.
50. Rate-splitting multiple access: The first prototype and experimental validation of its superiority over SDMA and NOMA/ X. Lyu, S. Aditya, J. Kim, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2024. – Vol. 23, No. 8. – P. 9986–10000.
51. Rate Splitting Multiple Access (RSMA) Demo [Электронный ресурс]. – URL: <https://video.viavisolutions.com/en-us/detail/videos/6g/video/1783212949596089324/6g-research---rate-splitting-multiple-access-rsma-demo---inter-view-style> (дата обращения: 19.05.2025).
52. Lyu X. Rate-Splitting Multiple Access for Overloaded Multi-Group Multicast: A First Experimental Study / X. Lyu, S. Aditya, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Broadcasting*. – 2025. – Vol. 71, No. 1. – p. 30–41.
53. Lyu X. Rate-Splitting Multiple Access for Integrated Sensing and Communications: A First Experimental Study / X. Lyu, S. Aditya, B. Clerckx // *arXiv preprint arXiv:2412.12037*. – 2024. DOI: 10.48550/arXiv.2412.12037.
54. ETSI GR MAT 001 V1.1.1 (2026-01). Multiple Access Techniques (MAT): Classification of Candidate Multiple Access Techniques for 6G and their comparison with specified 3GPP features [Электронный ресурс]. – URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_gr/MAT/001_099/001/01.01.01_60/gr_MAT001v010101p.pdf (дата обращения: 19.01.2026).
55. A two-user approximation-based transmit beamforming for physical-layer multicasting in mobile cellular downlink systems / C.L. Hsiao, J.C. Guey, W.H. Sheen, R.J. Chen // *Journal of the Chinese Institute of Engineers*. – 2015. – Vol. 38, No. 6. – P. 742–750.
56. Rate-splitting multiple access: Finite constellations, receiver design, and SIC-free implementation / S. Zhang, B. Clerckx, D. Vargas, O. Haffenden, A. Murphy // *IEEE Transactions on Communications*. – 2024. – Vol. 72, No. 9. – P. 5319–5333.
57. Rate-splitting unifying SDMA, OMA, NO-MA, and multicasting in MISO broadcast channel: A simple two-user rate analysis/ B. Clerckx, Y. Mao, R. Schober, H.V. Poor // *IEEE Wireless Communications Letters*. – 2019. – Vol. 9, No. 3. – P. 349–353.
58. Analysis and Design of Common Channel Precoding Algorithms for RSMA / A. Shinkevich, D. Pokamestov, Y. Kryukov, G. Shalin and E. Rogozhnikov // *IEEE 26th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – Altai, Russia: IEEE, 2025. – P. 440–444.
59. Shen K. Fractional programming for communication systems. – Part I: Power control and beamforming / K. Shen, W. Yu // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2018. – Vol. 66, No. 10. – P. 2616–2630.
60. Fang T. Rate splitting multiple access: Optimal beamforming structure and efficient optimization algorithms / T. Fang, Y. Mao // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. – 2024. – Vol. 23, No. 10. – P. 15642–15657.
61. Globally optimal spectrum-and energy-efficient beamforming for rate splitting multiple access / B. Matthiesen, Y. Mao, A. Dekorsy, P. Popovski, B. Clerckx // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2022. – Vol. 70. – P. 5025–5040.
62. Dong M. Multi-group multicast beamforming: Optimal structure and efficient algorithms / M. Dong, Q. Wang // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2020. – Vol. 68. – P. 3738–3753.
63. Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities / Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, M. Di Renzo, N. Al-Dhahir // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2021. – Vol. 23, No. 3. – P. 1546–1577.
64. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces / E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.S. Alouini, R. Zhang // *IEEE access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 116753–116773.
65. Simulation of RIS-Assisted OFDM Multipath Channel / S.A. Ereemeev, D.E. Ilinskiy, Y.V. Kryukov, D.A. Pokamestov, G.N. Shalin, A.S. Shinkevich // *IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – Altai, Russia: IEEE, 2024. – P. 660–663.
66. Aboumahmoud I. Resource management in RIS-assisted rate splitting multiple access for next generation (xG) wireless communications: Models, state-of-the-art, and future directions / I. Aboumahmoud, E. Hossain, A. Mezghani // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2025. – Vol. 27, No. 3. – P. 1618–1655.
67. Rate-splitting multiple access for 6G. – Part III: Interplay with reconfigurable intelligent surfaces / H. Li, Y. Mao, O. Dizzar, B. Clerckx // *IEEE Communications Letters*. – 2022. – Vol. 26, No. 10. – P. 2242–2246.
68. Fully connected reconfigurable intelligent surface aided rate-splitting multiple access for multi-user multi-antenna transmission / T. Fang, Y. Mao, S. Shen, Z. Zhu, B. Clerckx // *IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. – Seoul, Korea: IEEE, 2022. – P. 675–680.
69. Jolly A. An analysis on rate-splitting multiple access for IRS aided 6G communication / A. Jolly, S. Biswas, K. Singh // *arXiv preprint arXiv:2106.04418*. – 2021. DOI: 10.48550/arXiv.2106.04418.
70. Rate-splitting multiple access and its interplay with intelligent reflecting surfaces / A.S. De Sena, P.H. Nardelli, D.B. Da Costa, P. Popovski, C.B. Papadias // *IEEE Communications Magazine*. – 2022. – Vol. 60, No. 7. – P. 52–57.
71. Rate-splitting multiple access for intelligent reflecting surface aided multi-user communications / A. Bansal, K. Singh, B. Clerckx, C.P. Li, M.S. Alouini // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2021. – Vol. 70, No. 9. – P. 9217–9229.
72. User-centric cell-free massive MIMO networks: A survey of opportunities, challenges and solutions / H.A. Ammar, R. Adve, S. Shahbazpanahi, G. Boudreau, K.V. Srinivas // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2021. – Vol. 24, No. 1. – P. 611–652.
73. Elhoushy S. Cell-free massive MIMO: A survey/ S. El-houshy, M. Ibrahim, W. Hamouda // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2021. – Vol. 24, No. 1. – P. 492–523.
74. Rate-splitting assisted massive machine-type communications in cell-free massive MIMO / A. Mishra, Y. Mao, L. Sanguinetti, B. Clerckx // *IEEE Communications Letters*. – 2022. – Vol. 26, No. 6. – P. 1358–1362.
75. A Federated Deep Learning Framework for Cell-Free RSMA Networks / S.A. Mousavi, M. Monemi, R. Mohseni, M. Latvaaho // *arXiv preprint arXiv:2501.07126*. – 2025. DOI: 10.48550/arXiv.2501.07126.
76. Robust design of rate-splitting multiple access with imperfect CSI for cell-free MIMO systems / D. Yu, S.H. Park,

O. Simeone, S. S. Shitz // IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). – Seoul, Korea: IEEE, 2022. – P. 604–609.

77. Rate Splitting Multiple Access Assisted Cell-Free Massive MIMO for URLLC Services in 5G and Beyond Networks / F. Tan, S. Si, H. Chen, S. Li, T. Lv // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2024. – Vol. 5. – P. 6018–6032.

Шинкевич Артём Сергеевич

Аспирант, ассистент каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)
Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-0174-9158
Тел.: +7-999-177-57-23
Эл. почта: a.shinkevich00@gmail.com

Покаместов Дмитрий Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-809-43-75
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

Крюков Яков Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-104-44-06
Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

Шалин Георгий Николаевич

Аспирант, ассистент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5015-599X>
Тел.: +7-961-702-22-07
Эл. почта: shalingn1120@gmail.com

Еремеев Сергей Александрович

Ассистент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-0570-5495>
Тел.: +7-913-112-48-13
Эл. почта: sergeyermeev@internet.ru

Ильинский Дмитрий Евгеньевич

Ассистент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8697-8945>
Тел.: +7-923-428-76-50
Эл. почта: dmitriyilinskiy02@gmail.com

Поступила в редакцию: 11.02.2026.

Принята к публикации: 23.05.2026.

Shinkevich A.S., Pokamestov D.A., Kryukov Y.V.,
Shalin G.N., Eremeev S.A., Ilinskiy D.E.

Rate Splitting Multiple Access: Current State and Development Prospects

Relevance. Rate Splitting Multiple Access (RSMA) is considered a promising multiple access technique for cellular networks, since existing methods have limitations under increasing

requirements for spectral efficiency and quality of service. **Purpose of the study** is to review and analyze the works on RSMA published to date, as well as to evaluate the efficiency of RSMA in accordance with the precoding schemes proposed by the European Telecommunications Standards Institute. **Methods.** The study employs a review and comparative analysis of current research, analysis of a mathematical model of an RSMA-based system, numerical modeling, consideration of laboratory experiments, and simulation modeling. **Novelty.** The scientific novelty lies in systematizing current research directions in the field of RSMA and providing an additional evaluation of RSMA efficiency for the precoding schemes proposed by the European Telecommunications Standards Institute. **Results.** The basic operating principles of RSMA are described, a mathematical model of the system is presented, recent studies are analyzed, and promising directions are identified, including full-duplex communication, integrated sensing and communications, reconfigurable intelligent surfaces, cell-free architecture, and massive antenna arrays. **Practical significance.** The obtained results can be used for analyzing and selecting multiple access methods, as well as for modeling and designing advanced cellular communication systems based on RSMA.

Keywords: 6G, MIMO, multiple access, OMA, SDMA, NOMA, RSMA, interference management.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-53-67

References

1. Pokamestov D., Kryukov Y., Rogozhnikov E., Shalin G., Shinkevich A., Litvinov R. Comparative analysis of multiple access techniques for 6G communication systems. *Telecommunication Systems: Modelling, Analysis, Design and Management*, 2025, vol. 88, no. 3, pp. 1–14.
2. Salih A.A., Zeebaree S.R., Abdulraheem A.S., Zebari R.R., Sadeeq M.A., Ahmed O.M. Evolution of mobile wireless communication to 5G revolution. *Technology Reports of Kansai University*, 2020, vol. 62, no. 5, pp. 2139–2151.
3. Pokamestov D., Kryukov Y., Abenov R., [Rogozhnikov E., Brovkin A., Shinkevich A., Shalin G. 6G communication systems: concept, trends, physical level technologies]. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2024, vol. 69, no. 1, pp. 3–33 (in Russ.).
4. Mao Y., Dizdar O., Clerckx B., Schober R., Popovski P., Poor H.V. Rate-Splitting Multiple Access: Fundamentals, survey, and future research trends. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, vol. 24, no. 4, pp. 2073–2126.
5. Spencer Q.H., Swindlehurst A.L., Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, vol. 52, no. 2, pp. 461–471.
6. Peel C.B., Hochwald B.M., Swindlehurst A.L. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication. Part I: Channel inversion and regularization. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, vol. 53, no. 1, pp. 195–202.
7. Fischer R.F.H., Windpassinger C., Lampe A., Huber J.B. Tomlinson-Harashima precoding in space-time transmission for low-rate backward channel. International Zurich Seminar on Broadband Communications Access – Transmission. – Networking, Zurich, Switzerland, IEEE, 2002. DOI: 10.1109/IZSBC.2002.991747.
8. Sadek M., Tarighat A., Sayed A.H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, vol. 6, no. 5, pp. 1711–1721.
9. Gao X., Edfors O., Rusek F., Tufvesson F. Linear precoding performance in measured very-large MIMO channels.

IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), San Francisco, United States, IEEE, 2011, pp. 1–5.

10. Shinkevich A., Pokamestov D.A., Kryukov Y.V., Rogozhnikov E.V., Shalin G.N., Brovkin A.A. [Evaluation of noise immunity of multi-user MIMO systems with imperfect channel estimation and other distortions]. *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2023, vol. 15, no. 4, pp. 441–452 (in Russ.).

11. Saito Y., Kishiyama Y., Benjebbour A., Nakamura T., Li A., Higuchi K. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access. *IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Dresden, Germany, IEEE, 2013, pp. 1–5.

12. Nikopour H., Baligh H. Sparse code multiple access. *IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, United Kingdom, IEEE, 2013, pp. 332–336.

13. Liu Y., Zhang S., Mu X., Ding Z., Schober R., Al-Dhahir N., Hossain E., Shen X. Evolution of NOMA toward next generation multiple access (NGMA) for 6G. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, vol. 40, no. 4, pp. 1037–1071.

14. Mu X., Wang Z., Liu Y. NOMA for integrating sensing and communications toward 6G: A multiple access perspective. *IEEE Wireless Communications*, 2024, vol. 31, no. 3, pp. 316–323.

15. Shahan Shah A.F.M. A survey from 1G to 5G including the advent of 6G: Architectures, multiple access techniques, and emerging technologies. *IEEE 12th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, Las Vegas, NV, USA, IEEE, 2022, pp. 1117–1123.

16. Yu L., Liu Z., Wen M., Cai D., Dang S., Wang Y., Xiao P. Sparse code multiple access for 6G wireless communication networks: Recent advances and future directions. *IEEE Communications Standards Magazine*, 2021, vol. 5, no. 2, pp. 92–99.

17. Liu Y., Pan G., Zhang H., Song M. On the capacity comparison between MIMO-NOMA and MIMO-OMA. *IEEE Access*, 2016, vol. 4, pp. 2123–2129.

18. Huang Y., Zhang C., Wang J., Jing Y., Yang L., You X. Signal processing for MIMO-NOMA: Present and future challenges. *IEEE Wireless Communications*, 2018, vol. 25, no. 2, pp. 32–38.

19. Long D., Wu Q., Fan Q., Fan P., Li Z., Fan J. A power allocation scheme for MIMO-NOMA and D2D vehicular edge computing based on decentralized DRL. *Sensors*, 2023, vol. 23, no. 7, art. 3449.

20. 3GPP TR 38.812. Study on Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for NR. Technical report, 2018. Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3236> (accessed: 19 May 2025).

21. Joudeh H., Clerckx B. Sum-rate maximization for linearly precoded downlink multiuser MISO systems with partial CSIT: A rate-splitting approach. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, vol. 64, no. 11, pp. 4847–4861.

22. Clerckx B., Mao Y., Schober R., Jorswieck E., Love D.J., Yuan J., Hanzo L., Li G.Y., Larsson E.G., Caire G. Is NOMA efficient in multi-antenna networks? A critical look at next generation multiple access techniques. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, vol. 2, pp. 1310–1343.

23. Mao Y., Clerckx B., Li V.O.K. Rate-splitting multiple access for downlink communication systems: Bridging, generalizing, and outperforming SDMA and NOMA. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2018, vol. 2018, no. 1, art. 133.

24. Clerckx B., Mao Y., Jorswieck E.A., Yuan J., Love D.J., Erkip E., Niyato D. A primer on rate-splitting multiple access: Tutorial, myths, and frequently asked questions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, vol. 41, no. 5, pp. 1265–1308.

25. Hao C., Wu Y., Clerckx B. Rate analysis of two-receiver MISO broadcast channel with finite rate feedback: A rate-splitting approach. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, vol. 63, no. 9, pp. 3232–3246.

26. Dai M., Clerckx B., Gesbert D., Caire G. A rate splitting strategy for massive MIMO with imperfect CSIT. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, vol. 15, no. 7, pp. 4611–4624.

27. Flores A.R., Clerckx B., De Lamare R.C. Tomlinson-Harashima precoded rate-splitting for multiuser multiple-antenna systems. *15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Lisbon, Portugal, IEEE, 2018, pp. 1–6.

28. Mao Y., Clerckx B. Beyond dirty paper coding for multi-antenna broadcast channel with partial CSIT: A rate-splitting approach. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, vol. 68, no. 11, pp. 6775–6791.

29. Alameer Ahmad A., Dahrouj H., Chaaban A., Sezgin A., Alouini M.-S. Interference mitigation via rate-splitting and common message decoding in cloud radio access networks. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 80350–80365.

30. Pokamestov D.A., Filatov A.V., Kryukov Y.V., Shinkevich A.S., Shalin G.N., Rogozhnikov E.V. Evaluation of the capacity of Rate-Splitting Multiple Access communication systems. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2025, vol. 70, no. 1, pp. 88–95.

31. Pokamestov D., Shinkevich A., Kryukov Y., Rogozhnikov E., Shalin G., Zemlyanukhin S. Evaluation of the efficiency of Rate-Splitting Multiple Access in next-generation communication systems scenarios. *IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, Moscow, Russian Federation, IEEE, 2024, pp. 161–165.

32. Aboumahmoud I., Hossain E., Mezghani A. Resource management in RIS-assisted Rate Splitting Multiple Access for next generation (xG) wireless communications: Models, state-of-the-art, and future directions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2025, vol. 27, no. 3, pp. 1618–1655.

33. Jang S., Kim N., Kim G., Lee B. Recent trend of Rate-Splitting Multiple Access-assisted Integrated Sensing and Communication systems. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 23, article 4579.

34. Carleial A.B. Interference channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1978, vol. 24, pp. 60–70.

35. Han T., Kobayashi K. A new achievable rate region for the interference channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1981, vol. 27, no. 1, pp. 49–60.

36. Rimoldi B., Urbanke R. A rate-splitting approach to the Gaussian multiple-access channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1996, vol. 42, no. 2, pp. 364–375.

37. Etkin R.H., Tse D.N.C., Wang H. Gaussian interference channel capacity to within one bit. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, vol. 54, no. 12, pp. 5534–5562.

38. Miraz M.H., Ali M., Excell P.S., Picking R. A review on Internet of Things (IoT), Internet of Everything (IoE) and Internet of Nano Things (IoNT). *2015 Conference on Internet Technologies and Applications (ITA)*, Wrexham, UK, IEEE, 2015, pp. 219–224.

39. Mao Y., Clerckx B., Li V.O.K. Energy efficiency of rate-splitting multiple access, and performance benefits over SDMA and NOMA. *15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Lisbon, Portugal, IEEE, 2018, pp. 1–5.

40. Zhou G., Mao Y., Clerckx B. Rate-splitting multiple access for multi-antenna downlink communication systems: Spectral and energy efficiency tradeoff. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, vol. 21, no. 7, pp. 4816–4828.
41. Cui H., Zhu L., Xiao Z., Clerckx B., Zhang R. Energy-efficient RSMA for multigroup multicast and multibeam satellite communications. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, vol. 12, no. 5, pp. 838–842.
42. Sivadevuni S., Weinberger K., Sezgin A. Optimizing energy efficiency with RSMA: Balancing low and high QoS requirements. IEEE 25th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Lucca, Italy, IEEE, 2024, pp. 716–720.
43. Allu R., Katwe M., Singh K., Cotton S.L., Li C.-P., Duong T.Q. Robust beamforming design for RSMA-integrated full-duplex communications: Energy and spectral efficiency trade-off. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2025, vol. 9, no. 3, pp. 948–961.
44. Dizdar O., Mao Y., Han W., Clerckx B. Rate-Splitting Multiple Access for downlink multi-antenna communications: Physical layer design and link-level simulations. IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), London, UK, IEEE, 2020, pp. 1–6.
45. 3GPP TR 36.873. Study on 3D-channel model for LTE. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=2574> (accessed: 19 May 2025).
46. 3GPP TR 38.901. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network. Available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173> (accessed: 19 May 2025).
47. Wang Z., Zhang J., Du H., Niyato D., Cui S., Ai B., Debbah M., Letaief K.B., Poor H.V. A tutorial on extremely large-scale MIMO for 6G: Fundamentals, signal processing, and applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2024, vol. 26, no. 3, pp. 1560–1605.
48. Özdogan Ö., Björnson E. Massive MIMO with dual-polarized antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, vol. 22, no. 2, pp. 1448–1463.
49. de Sena A.S., Nardelli P.H., da Costa D.B., Popovski P., Papadias C.B., Debbah M. Dual-polarized massive MIMO-RSMA networks: Tackling imperfect SIC. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, vol. 22, no. 5, pp. 3194–3215.
50. Lyu X., Aditya S., Kim J., Clerckx B. Rate-splitting multiple access: The first prototype and experimental validation of its superiority over SDMA and NOMA. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, vol. 23, no. 8, pp. 9986–10000.
51. Rate Splitting Multiple Access (RSMA) Demo. Available at: <https://video.viavisolutions.com/en-us/detail/videos/6g/video/1783212949596089324/6g-research---rate-splitting-multiple-access-rsma-demo---interview-style> (accessed: 19 May 2025).
52. Lyu X., Aditya S., Clerckx B. Rate-Splitting Multiple Access for overloaded multi-group multicast: A first experimental study. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2025, vol. 71, no. 1, pp. 30–41.
53. Lyu X., Aditya S., Clerckx B. Rate-Splitting Multiple Access for Integrated Sensing and Communications: A first experimental study. arXiv preprint arXiv:2502.09283, 2025, DOI: 10.48550/arXiv.2412.12037.
54. ETSI GR MAT 001 V1.1.1. Multiple Access Techniques (MAT); Classification of candidate multiple access techniques for 6G and their comparison with specified 3GPP features. ETSI, 2026. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_gr/MAT/001_099/001/01.01.01_60/gr_MAT001v01_0101p.pdf (accessed: 19 January 2026).
55. Hsiao C.L., Guey J.C., Sheen W.H., Chen R.J. A two-user approximation-based transmit beamforming for physical-layer multicasting in mobile cellular downlink systems. *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, 2015, vol. 38, no. 6, pp. 742–750.
56. Zhang S., Clerckx B., Vargas D., Haffenden O., Murphy A. Rate-splitting multiple access: Finite constellations, receiver design, and SIC-free implementation. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, vol. 72, no. 9, pp. 5319–5333.
57. Clerckx B., Mao Y., Schober R., Poor H.V. Rate-splitting unifying SDMA, OMA, NOMA, and multicasting in MISO broadcast channel: A simple two-user rate analysis. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, vol. 9, no. 3, pp. 349–353.
58. Shinkevich A., Pokamestov D., Kryukov Y., Shalin G., Rogozhnikov E. Analysis and design of common channel precoding algorithms for RSMA. IEEE 26th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russia, IEEE, 2025, pp. 440–444.
59. Shen K., Yu W. Fractional programming for communication systems. Part I: Power control and beamforming. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, vol. 66, no. 10, pp. 2616–2630.
60. Fang T., Mao Y. Rate splitting multiple access: Optimal beamforming structure and efficient optimization algorithms. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, vol. 23, no. 10, pp. 15642–15657.
61. Matthiesen B., Mao Y., Dekorsy A., Popovski P., Clerckx B. Globally optimal spectrum- and energy-efficient beamforming for rate splitting multiple access. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, vol. 70, pp. 5025–5040.
62. Dong M., Wang Q. Multi-group multicast beamforming: Optimal structure and efficient algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, vol. 68, pp. 3738–3753.
63. Liu Y., Liu X., Mu X., Hou T., Xu J., Di Renzo M., Al-Dhahir N. Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, vol. 23, no. 3, pp. 1546–1577.
64. Basar E., Di Renzo M., De Rosny J., Debbah M., Alouini M.S., Zhang R. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 116753–116773.
65. Eremeev S.A., Ilinskiy D.E., Kryukov Y.V., Pokamestov D.A., Shalin G.N., Shinkevich A.S. Simulation of RIS-assisted OFDM multipath channel. IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russia, IEEE, 2024, pp. 660–663.
66. Aboum Mahmoud I., Hossain E., Mezghani A. Resource management in RIS-assisted rate splitting multiple access for next generation (xG) wireless communications: Models, state-of-the-art, and future directions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2025, vol. 27, no. 3, pp. 1618–1655.
67. Li H., Mao Y., Dizdar O., Clerckx B. Rate-splitting multiple access for 6G. Part III: Interplay with reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Communications Letters*, 2022, vol. 26, no. 10, pp. 2242–2246.
68. Fang T., Mao Y., Shen S., Zhu Z., Clerckx B. Fully connected reconfigurable intelligent surface aided rate-splitting multiple access for multi-user multi-antenna transmission. IEEE International Conference on Communications Work-

shops (ICC Workshops), Seoul, Korea, IEEE, 2022, pp. 675–680.

69. Jolly A., Biswas S., Singh K. An analysis on rate-splitting multiple access for IRS aided 6G communication. arXiv preprint arXiv:2106.04418, 2021.

70. De Sena A.S., Nardelli P.H., Da Costa D.B., Popovski P., Papadias C.B. Rate-splitting multiple access and its interplay with intelligent reflecting surfaces. *IEEE Communications Magazine*, 2022, vol. 60, no. 7, pp. 52–57.

71. Bansal A., Singh K., Clerckx B., Li C.P., Alouini M.S. Rate-splitting multiple access for intelligent reflecting surface aided multi-user communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, vol. 70, no. 9, pp. 9217–9229.

72. Ammar H.A., Adve R., Shabbazpanahi S., Boudreau G., Srinivas K.V. User-centric cell-free massive MIMO networks: A survey of opportunities, challenges and solutions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, vol. 24, no. 1, pp. 611–652.

73. Elhoushy S., Ibrahim M., Hamouda W. Cell-free massive MIMO: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, vol. 24, no. 1, pp. 492–523.

74. Mishra A., Mao Y., Sanguinetti L., Clerckx B. Rate-splitting assisted massive machine-type communications in cell-free massive MIMO. *IEEE Communications Letters*, 2022, vol. 26, no. 6, pp. 1358–1362.

75. Mousavi S.A., Monemi M., Mohseni R., Latva-aho M. A federated deep learning framework for cell-free RSMA networks. arXiv preprint arXiv:2501.07126, 2025. DOI: 10.48550/arXiv.2501.07126.

76. Yu D., Park S.H., Simeone O., Shitz S.S. Robust design of rate-splitting multiple access with imperfect CSI for cell-free MIMO systems. *IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, Seoul, Korea, IEEE, 2022, pp. 604–609.

77. Tan F., Si S., Chen H., Li S., Lv T. Rate Splitting Multiple Access assisted cell-free massive MIMO for URLLC services in 5G and beyond networks. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2024, vol. 5, pp. 6018–6032.

Dmitrii A. Pokamestov

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Dept. of TBPPE, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-809-43-75
Email: dmaltomsk@mail.ru

Yakov V. Kryukov

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Dept. of TBPPE, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-104-44-06
Email: kryukov.tusur@gmail.com

Georgy N. Shalin

Postgraduate student, Teaching Assistant, Dept. of TBPPE, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-5015-599X
Phone: +7-961-702-22-07
Email: shalingn1120@gmail.com

Sergey A. Eremeev

Teaching Assistant, Dept. of TBPPE, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0008-0570-5495
Phone.: +7-913-112-48-13
Email: sergeyeremeev@internet.ru

Dmitriy E. Ilinskiy

Teaching Assistant, Dept. of TBPPE, TUSUR
40 Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0008-8697-8945
Phone: +7-923-428-76-50
Email: dmitriyilinskiy02@gmail.com

Artyom S. Shinkevich

Postgraduate student, Teaching Assistant, Dept. of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering (TBPPE), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40 Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-0174-9158
Phone: +7-999-177-57-23
Email: a.shinkevich00@gmail.com

Received: 11.02.2026.

Accepted: 23.05.2026.

УДК 004.94:621.3.09

Шифр специальности ВАК: 2.2.14

А.А. Иванов

Численный решатель для электродинамического анализа антенн и СВЧ-устройств методом конечных разностей во временной области

Актуальность. В последние годы из-за технологических ограничений особую актуальность приобрела разработка доверенных отечественных численных решателей и программных средств для электродинамического анализа, в том числе антенн и СВЧ-устройств. **Цель работы.** Данная работа описывает достигнутый сотрудниками ТУСУРа прогресс в разработке такого решателя на основе метода конечных разностей во временной области (МКРВО). **Методы.** Разработанный решатель реализован в виде программной библиотеки на языке C++ с использованием современных средств распараллеливания вычислений. **Научная новизна.** В решатель интегрирован ряд математических моделей авторской разработки, включая модели источников возбуждения и сосредоточенных нагрузок. **Результаты.** В статье описаны основные особенности и возможности решателя. Приведены сведения о текущем состоянии разработки и будущих планах. Представлены результаты моделирования нескольких тестовых задач с использованием реализованного МКРВО и метода конечного интегрирования. Результаты хорошо согласуются, что подтверждает приемлемую точность решателя. **Практическая значимость.** Решатель может быть успешно применен при проектировании перспективных антенн и СВЧ-устройств. **Ключевые слова:** вычислительная электродинамика, компьютерное моделирование, цифровые двойники, метод конечных разностей, устройства СВЧ, антенны. **DOI:** 10.21293/1818-0442-2026-29-1-68-74

Введение

Электродинамический анализ является ключевым средством проектирования современных антенн и СВЧ-устройств, поскольку позволяет достаточно точно прогнозировать их характеристики на ранних этапах разработки – до изготовления макетов и проведения натурных испытаний [1]. Для решения задач электродинамического анализа в инженерной практике применяется целый ряд численных методов. При этом наиболее распространенными из них являются методы конечных элементов [2, 3], моментов (граничных элементов) [4, 5] и конечных разностей во временной области (МКРВО) [6, 7]. По сравнению с остальными упомянутыми методами МКРВО имеет целый ряд преимуществ, включая сниженные затраты памяти, более высокую скорость вычислений, а также возможность решения сверхширокополосных задач всего за один расчетный цикл [8]. Благодаря этому решатели на основе МКРВО и его ближайших аналогов (например, метода конечного интегрирования (МКИ) [9]) нашли широкое применение в составе известных коммерческих систем инженерного анализа, таких как CST MWS, Altair FEKO и Keysight EMPro. Однако в последние годы доступ к этим системам для отечественных специалистов стал ограниченным, поэтому особую значимость приобрела разработка аналогов таких систем и электродинамических решателей.

В данной статье представлен достигнутый прогресс в разработке собственного решателя на основе МКРВО для трехмерного электродинамического анализа антенн и СВЧ-устройств. Описаны основные функциональные возможности и особенности решателя. Приведены результаты моделирования нескольких тестовых задач. Описаны планы на дальнейшую разработку решателя.

Особенности реализации решателя

Для реализации МКРВО использован язык C++ как один из наиболее производительных. Дополнительно в коде решателя применены директивы OpenMP, что обеспечивает ускорение расчетов на многопоточных рабочих станциях. Решатель разрабатывается в виде статической библиотеки, что способствует его простой интеграции в любые программные комплексы. Программный интерфейс (API) решателя содержит небольшой набор функций для его запуска, остановки и получения результатов моделирования. При этом входные данные (анализируемые структуры, параметры источников возбуждения и нагрузок, расчетная сетка и др.) передаются в виде JSON-строк или файлов, синтаксический анализ которых осуществляется посредством интегрированной в решатель свободно распространяемой библиотеки `plohman-json`. Зависимости от других сторонних программных библиотек в решателе отсутствуют, что упрощает процесс его сборки и использования на любых аппаратных платформах и операционных системах, включая отечественные.

Для повышения эффективности расчетов алгоритм работы решателя разделен на три этапа. На этапе препроцессинга выполняются все подготовительные действия, необходимые для запуска главной итерационной процедуры моделирования, требующие лишь однократного выполнения, т.е. не зависящие от временного шага Δt . На основном этапе, используя конечно-разностные уравнения, в расчетной области производятся вычисления основных первичных параметров (напряженностей электрического и магнитного полей, плотностей электрического и фиктивного магнитного токов). Далее на этапе постпроцессинга на основе этих параметров вычисляют-

ся требующиеся пользователю величины (матрицы рассеяния, угловые диаграммы излучения и т.п.).

В качестве математического ядра решателя использована стандартная модель трёхмерной расчётной ячейки Йи. В текущей версии предусмотрена возможность моделирования частотно-независимых диэлектрических и магнитных материалов, идеальных проводников и металлов с потерями, а также анизотропных сред, заданных диагональным тензором. Для повышения точности моделирования материальных границ в решатель внедрена процедура усреднения электрофизических свойств между общими рёбрами и поверхностями ячеек (рис. 1). В качестве граничных условий реализована модель одноосного идеально согласующего слоя (от англ. *uniaxial perfectly matched layer*), обеспечивающего приемлемое поглощение падающей волны, затрачивая минимально возможное число арифметических операций. Для возбуждения расчётной области реализованы модели двух сигналов в виде стандартного и амплитудно-модулированного Гауссовых импульсов с автоматической подстройкой параметров в зависимости от заданного пользователем диапазона частот моделирования.

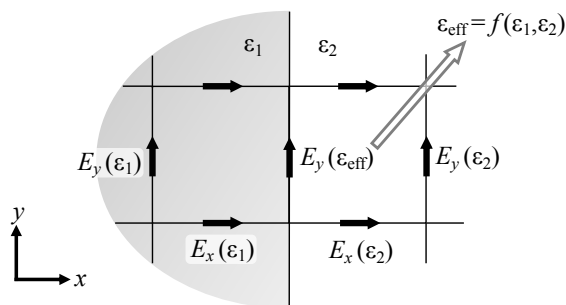


Рис. 1. Усреднение электрофизических свойств материалов на границе двух ячеек

Генерация расчетной сетки

В качестве одного из компонентов решателя разработан модуль генерации расчетной сетки. Модуль предоставляет возможность создавать неравномерные структурированные сетки с контролируемым соотношением между размерами соседних ячеек, что позволяет снизить эффект численной дисперсии. Формирование сетки производится по введенному максимальному шагу дискретизации с использованием авторского быстрого итерационного алгоритма на основе заданных 3D-объектов, границ расчетной области, а также координат расположения источников возбуждения, нагрузок, мониторов поля и др. В отличие от сеточных генераторов [10, 11] дополнительные алгоритмы оптимизации сетки не применяются, что ускоряет её получение.

Дополнительно в модуль интегрированы специальные алгоритмы прореживания точек 3D-модели, что позволяет избежать генерации вырожденных (критически малых) ячеек и избыточно плотной сетки для полигональных моделей (в формах STL, OBJ, OFF и др.), имеющих высокую степень детализации,

а также криволинейные или неортогональные осям координат поверхности. Результаты работы модуля генерации сетки (на примере спиральной печатной антенны) с использованием алгоритмов прореживания точек модели и без показаны на рис. 2.

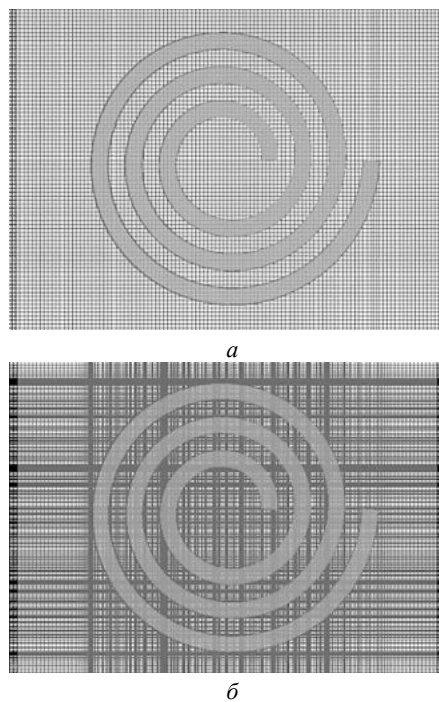


Рис. 2. Пример генерации сетки для полигональной модели с алгоритмом прореживания (а) и без него (б)

Модель дискретного порта возбуждения

Одним из источников возбуждения, реализованных в решателе, является дискретный порт. Он представляет собой сосредоточенный источник напряжения с задаваемым пользователем внутренним сопротивлением и общей подводимой мощностью 1 Вт, подключенный в середине (разрыве) идеально-проводящего тонкого провода. Решатель позволяет задавать произвольное число портов, относительно которых могут быть вычислены матрицы рассеяния (*S*-параметры), а также временные и частотные отклики токов и напряжений (рис. 3).

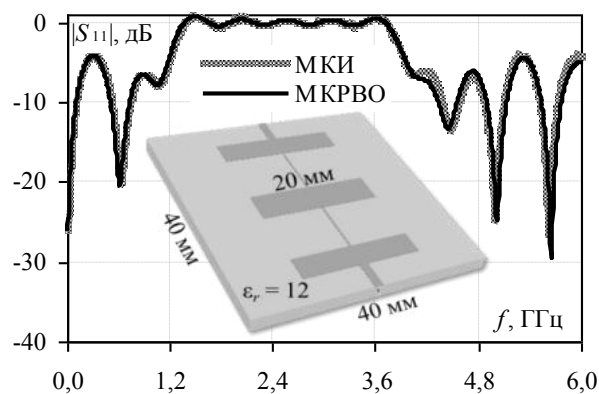


Рис. 3. Результаты расчета модуля коэффициента отражения для печатного фильтра с помощью МКРВО и МКИ (среднее отклонение 0,72 дБ)

При расчете частотно-зависимых характеристик полученные отклики нормируются на спектр используемого в расчетах сигнала возбуждения, что обеспечивает совместимость результатов с данными сторонних решателей, работающих в частотной области (методы моментов и конечных элементов). Реализованная в решателе модель порта позволяет задавать его расположение по любым двум точкам, указанным в пределах границы расчетной области. При этом для дискретизации образующегося в итоге произвольно ориентированного тонкого провода применяется авторский жадный алгоритм с автоподстройкой критерия принятия решений на каждом шаге. Пример работы данного алгоритма для тонкого провода, ориентированного неортогонально линиям сетки, представлен на рис. 4.

Источник плоской электромагнитной волны

Кроме дискретного порта в решателе также реализован источник возбуждения плоской электромагнитной волной (рис. 5). Работа источника основана на модели «Total Field/Scattered Field» [12], предусматривающей разделение расчетной области на две зоны: обратно-рассеиваемого поля и полного поля, включающего поле источника возбуждения. Внедрение этой модели позволяет применять решатель для оценки радиолокационной заметности объектов, расчета коэффициентов пропускания и отражения метаматериалов и поверхностей и других специфических задач.

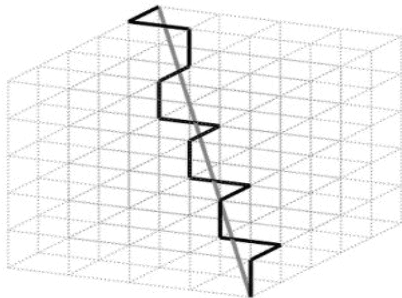


Рис. 4. Дискретизация (черная линия) произвольно ориентированного тонкого провода (серая линия)

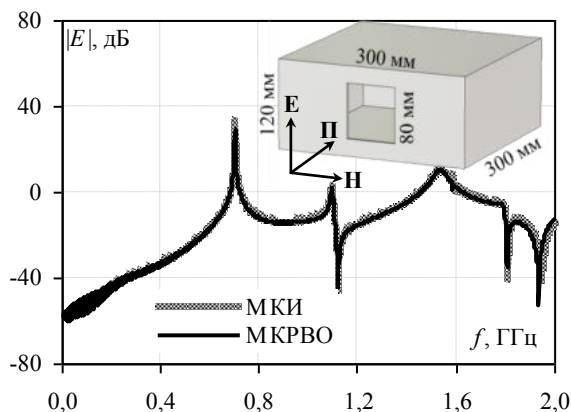


Рис. 5. Результаты расчетов модуля напряженности электрического поля $|E|$ в центре экранирующего корпуса, облучаемого плоской волной, с помощью МКИ и МКРВО (среднее отклонение 1,13 дБ)

Реализованный источник допускает гибкую настройку плоской электромагнитной волны, в том числе выбор произвольного направления распространения, а также задание амплитуды и ориентации вектора напряженности электрического (или магнитного) поля. В дополнение к широко рассмотренной в литературе линейно-поляризованной плоской волне в решатель добавлена оригинальная модель волны с эллиптической поляризацией, также позволяющая задавать произвольные параметры для поляризационного эллипса.

Модели сосредоточенных нагрузок

Помимо прочего, в решатель добавлены два варианта сосредоточенных нагрузок в виде параллельной и последовательной RLC -цепей. Оба варианта нагрузок реализованы с использованием авторских моделей на основе полуявной схемы дискретизации тока в цепях [13], обеспечивающей приемлемую численную устойчивость решения с минимальными вычислительными затратами. Для предотвращения расходимости вычислений при малых номинальных значениях RLC -элементов в решатель добавлен ряд дополнительных экспертных алгоритмов предобработки. В результате реализованные модели сосредоточенных нагрузок остаются работоспособными даже при нулевых или очень маленьких (сопоставимых с паразитными, менее 0,1 нГн и 0,1 пФ) значениях L и C . В качестве примера работы нагрузок в МКРВО на рис. 6 приведены результаты расчета модуля коэффициента отражения микрополосковой линии передачи с параллельной RLC -цепью на конце.

Инструменты мониторинга характеристик

В решателе также реализован ряд инструментов (виртуальных датчиков) для мониторинга электромагнитных полей в расчетной области. Так, интегрирована модель пробника для вычислений электрического или магнитного поля в заданной пользователем точке пространства (пример работы пробника показан на рис. 5). Модель позволяет рассчитывать как отдельно взятые x -, y -, z -компоненты полей, так и их модули (во временной области) или пиковые амплитуды (в частотной области).

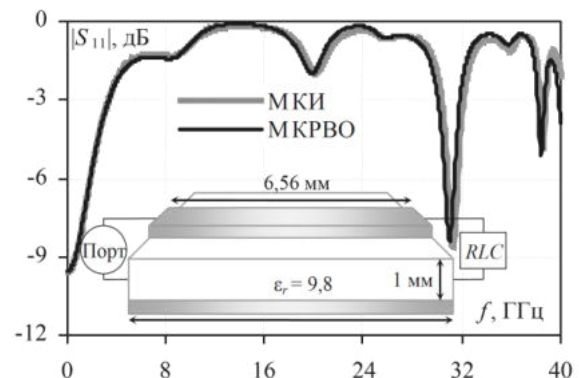


Рис. 6. Результаты расчета модуля коэффициента отражения линии передачи с параллельной RLC -цепью (с $R = 25$ Ом, $L = 0$ Гн и $C = 2$ пФ) с помощью МКИ и МКРВО (среднее отклонение 0,21 дБ)

Аналогично модели дискретного порта возбуждения в пробнике поля при расчете величин, зависящих от частоты, производится их нормировка на спектр сигнала возбуждения. Примечательно, что положение пробника не зависит от сетки, используемой в расчетах, а искомые компоненты полей в указанной точке определяются по окружающим её известным значениям путем трилинейной интерполяции.

Помимо точечного пробника в решатель также добавлена модель монитора полей дальней зоны. Данный монитор представляет собой кубоид с настраиваемыми геометрическими размерами, на границах которого при работе решателя рассчитываются электрические и фиктивные магнитные токи. Для экономии оперативной памяти эти токи хранятся в частотной области (на заданной пользователем частоте расчета дальнего поля), т.е. дискретное преобразование Фурье выполняется «на лету» прямо в процессе основного итерационного решения. Расчет полей дальней зоны осуществляется на этапе пост-процессинга согласно процедуре «Near-Field-to-Far-Field» [14] путем интегрирования рассчитанных токов по поверхности монитора. В результате определяются амплитудные и фазовые диаграммы направленности, угловые диаграммы коэффициентов усиления и направленного действия и другие характеристики, необходимые при анализе антенн. Пример использования монитора полей дальней зоны представлен на рис. 7.

На основе монитора полей дальней зоны дополнительно реализован монитор ближних полей. Этот монитор позволяет рассчитывать и сохранять компоненты напряженности электрического или магнитного поля, расположенные в пределах указанного пользователем кубоида, для их последующей трехмерной визуализации и анализа. Результаты тестовых расчетов картин электрического поля в ближней зоне печатной антенны, выполненных с помощью МКИ и разработанного решателя МКРВО, приведены на рис. 8.

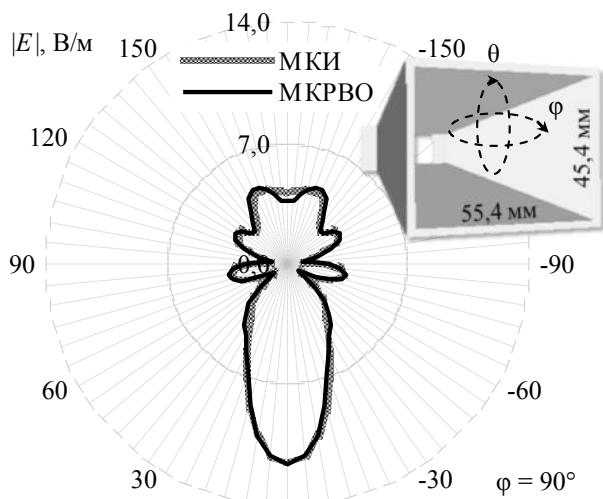


Рис. 7. Результаты расчета амплитудной диаграммы направленности рупорной антенны с помощью МКИ и разработанного МКРВО (среднее отклонение 0,23 В/м)

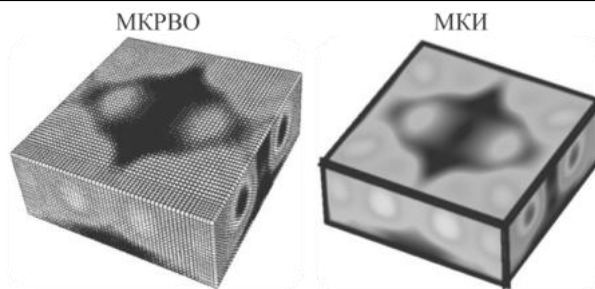


Рис. 8. Результаты расчета напряженности электрического поля вблизи печатной антенны с помощью МКИ и разработанного решателя МКРВО

Планы по дальнейшему развитию решателя

Работа над собственной реализацией МКРВО не ограничивается её вышеописанным состоянием. Так, создана дорожная карта развития решателя вплоть до 2028 г., предусматривающая постепенную оптимизацию его кода, расширение функциональных возможностей, а также интеграцию аппаратных и алгоритмических средств ускорения вычислений.

В данный момент активно ведется разработка новой модели возбуждения в виде волноводного порта, имитирующего возмущение моделируемых антенн и СВЧ-устройств, бесконечно-протяженными волноведущими структурами, что позволяет заметно увеличить точность и расширить функциональность решателя. В рамках данной работы уже реализован программный код на основе двумерного метода конечных разностей в частотной области [15], позволяющий через решение задач на собственные моды определять пространственные распределения полей, необходимые для реализации модели волноводного порта в МКРВО. Пример работы этого кода показан на рис. 9.

Вместе с тем ведется разработка источника возбуждения сторонним полем ближней зоны (от англ. near field source) [16]. Данный функционал позволит посредством пространственной декомпозиции моделировать с помощью МКРВО крупномасштабные задачи, такие как анализ антенных систем на электрически больших платформах, а также применять решатель для полунатурных испытаний (через возбуждение расчетной области измеренными распределениями полей).

В рамках дальнейшего развития возможностей решателя запланировано добавление периодических граничных условий (unit cell) [17], плоскостей симметрии (электрических и магнитных стенок), а также материалов с дисперсией (модели Лоренца, Дебая и Друда) [18] и ферритов (на основе решения уравнения Ландау–Лифшица) [19].



Рис. 9. Результаты расчета моды прямоугольного волновода с частичным диэлектрическим заполнением с помощью МКИ и МКРВО

Для ускорения вычислений в ближайшее время предполагается интеграция в решатель SIMD-инструкций, а также реализация процедур препроцессинга (наложения сетки на моделируемые 3D-объекты) с использованием иерархии ограничивающих объемов [20]. На будущее также запланировано внедрение функций расчета на кластерах и графических ускорителях. Наконец, в основной итерационной процедуре решателя планируется переход от кубической ячейки К. Йи к конформной расчетной ячейке [21, 22], что позволит повысить порядок точности моделирования криволинейных и неортогональных осей координат объектов вплоть до второго, т.е. избавиться от грубой «ступенчатой» аппроксимации, предусмотренной классическим алгоритмом МКРВО.

Заключение

В рамках данной статьи рассмотрен разработанный решатель на основе МКРВО для электродинамического анализа антенн и СВЧ-устройств. Описаны основные особенности реализации решателя, а также его функциональные возможности. Представлен краткий обзор интегрированных в решатель моделей генерации расчетной сетки, источников возбуждения, сосредоточенных нагрузок, а также реализованных инструментов мониторинга моделируемых характеристик. Приведены примеры расчетов, выполненных с помощью МКИ и разработанного МКРВО. Сформулированы планы на дальнейшее развитие решателя. В совокупности реализованные функциональные возможности делают решатель готовым инструментом для электродинамического анализа, а приведенные результаты подтверждают его приемлемую точность. При этом реализация запланированных работ по развитию решателя позволит расширить класс моделируемых задач, а также повысить его точность и вычислительную эффективность.

Автор выражает благодарность своим коллегам Н.Ю. Шайманову и А.А. Квасникову за помощь в разработке программного кода решателя и подготовку тестовых примеров, а также научному консультанту С.П. Куксенко за содействие в подготовке данной статьи.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-10165, <https://rscf.ru/project/23-79-10165/>.

Литература

1. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2012. – 432 с.
2. Volakis J.L. Finite element method for electromagnetics / J.L. Volakis, A. Chatterjee, L.C. Kempel. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1998. – 344 p.
3. Jin J.M. The finite element method in electromagnetics. – Third edition. – Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2014. – 876 p.
4. Gibson W.C. Method of moments in electromagnetics. – New York, NY, USA: Chapman and Hall/CRC, 2008. – 272 p.
5. On modeling antennas using MoM-based algorithms: wire-grid versus surface triangulation / A. Alhaj Hasan, A.A. Kvasnikov, D.V. Klyukin et al. // Algorithms. – 2023. – Vol. 16, No. 4. – P. 1–60.
6. Finite-difference time-domain methods / F.L. Teixeira, C. Sarris, Y. Zhang et al. // Nature reviews methods primers. – 2023. – Vol. 3. – P. 1–19.
7. Elsherbeni A.Z. The finite-difference time-domain method for electromagnetics with MatLab simulations / A.Z. Elsherbeni, V. Demir. – Second edition. – Edison, NJ, USA: SciTech Publishing, 2015. – 560 p.
8. Advanced FDTD methods: parallelization, acceleration and engineering applications / W. Yu, X. Yang, Y. Liu, R. Mittra, A. Muto. – Norwood, MA, USA: Artech House, 2011. – 267 p.
9. Modeling of Lossy Curved Surfaces in 3-D FIT/FDTD Techniques / R.M. Makinen, H. De Gersem, T. Weiland, M.A. Kivikoski // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2006. – Vol. 54, No. 11. – P. 3490–3498.
10. Berens M.K. Structured mesh generation: open-source automatic nonuniform mesh generation for FDTD simulation / M.K. Berens, I.D. Flintoft, J.F. Dawson // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2016. – Vol. 58, No. 3. – P. 45–55.
11. Benkler S. Mastering conformal meshing for complex CAD-based C-FDTD simulations / S. Benkler, N. Chavannes, N. Kuster // IEEE antennas and propagation magazine. – 2008. – Vol. 50, No. 2. – P. 45–57.
12. A 3-D total-field/scattered-field plane-wave source for the unconditionally stable associated Hermite FDTD method / Z. Huang, F. Jiang, Z. Chen et al. // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2024. – Vol. 23, No. 2. – P. 628–632.
13. Piket-May M. FD-TD modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active loads / M. Piket-May, A. Taflova, J. Baron // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 8. – P. 1514–1523.
14. Fast and efficient near to far field transformation for FDTD / B. Bural, E. Yazarel, K. Çakır, L. Sevgi // Proceedings of 2023 7th International electromagnetic compatibility conference. – Istanbul, Türkiye, 17–20 September 2023. – P. 1–3.
15. A novel compact conformal 2-D FDFD method for modeling waveports in 3-D FDTD / K. Wang, S. Zuo, Q. Wu et al. // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2024. – Vol. 24, No. 7. – P. 2091–2095.
16. Benkler S. Novel FDTD Huygens source enables highly complex simulation scenarios on ordinary PCs / S. Benkler, N. Chavannes, N. Kuster // Proceedings of 2009 IEEE Antennas and propagation society international symposium. – North Charleston, USA: IEEE, 01–05 June 2009. – P. 1–4.
17. Conformal anisotropic periodic boundary condition for FDTD method / K. Wang, Q. Wu, F. Yu et al. // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2025. – Vol. 24, No. 1. – P. 122–126.
18. Unconditional stability of the ADE-LCDI-FDTD method for dispersive media / L. Zhang, J. Chen, K. Fan et al. // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2026. – Vol. 25, No. 5. – P. 2280–2284.
19. Li L. FDTD modeling dynamically biased ferrite based antennas / L. Li, Y.E. Wang // Proceedings of 2025 IEEE International symposium on antennas and propagation and North American radio science meeting. – Ottawa, Canada: IEEE, 13–19 July 2025. – P. 908–911.
20. An improved ray tracing acceleration algorithm based on bounding volume hierarchies / C. Wang, Y. Wang, Y. Li et al. // Proceedings of 2022 IEEE 96th Vehicular technology conference. – 2022. – London, United Kingdom: IEEE, 26–29 September 2022. – P. 1–6.

21. An 3-D unconditionally stable CDI-FDTD method based on the conformal technique for simulating complex curved PEC objects / Y. Chen, G. Xie, H. Hou et al. // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 2025. – Vol. 72, No. 11. – P. 9333–9344.

22. A Conformal FDTD Method with Non-uniform Mesh for Anisotropic Media / K. Wang, Q. Wu, F. Yu et al. // *Proceedings of 2025 International conference on microwave and millimeter wave technology*. – Xian, China: IEEE, 19–22 May 2025. – P. 1–3.

Иванов Антон Андреевич

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-1867-0689
Тел.: +7 (382-2) 70-15-18, вн. 25-69
Эл. почта: anton.a.ivanov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 18.03.2026.

Принята к публикации: 25.05.2026.

Ivanov A.A.

FDTD-based Numerical Solver for Electrodynamic Analysis of Microwave devices and Antennas

Relevance. In recent years, technological restrictions have made the development of trusted domestic numerical solvers and software tools for electromagnetic analysis of antennas and microwave devices particularly urgent. **Purpose.** This paper describes the progress achieved by TUSUR researchers in developing such a solver based on the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method. **Methods.** The developed solver is implemented as a C++ software library using modern parallel computation tools. **Novelty.** The solver integrates several original custom-developed mathematical models, including formulations for excitation sources and lumped loads. **Results.** The paper describes the main features and capabilities of the solver. Information on the current development status and future roadmap is provided. Simulation results for several benchmark problems, obtained using the implemented FDTD method and the Finite Integration Technique, show good agreement, confirming the solver's satisfactory accuracy. **Practical significance.** The developed software library can be successfully applied in the design and optimization of advanced antennas and microwave devices.

Keywords: computational electromagnetics, computer simulation, digital twins, finite-difference method, microwave devices, antennas.

Funding. The study was supported by the Russian Science Foundation grant No. 23-79-10165, <https://rscf.ru/project/23-79-10165/>.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-68-74

References

1. Grigoriev A.D. *Metody vychislitel'noj jelektrodynamici* [Methods of computational electromagnetics]. Moscow, Fizmatlit, 2012, 432 p. (in Russ.).
2. Volakis J.L., Chatterjee A., Kempel L.C. Finite element method for electromagnetics. Piscataway, NJ, USA, IEEE Press, 1998, 344 p.

3. Jin J.M. The finite element method in electromagnetics, Third edition. Hoboken, NJ, USA, John Wiley & Sons, 2014, 876 p.

4. Gibson W.C. Method of moments in electromagnetics. New York, NY, USA, Chapman and Hall & CRC Press, 2008, 272 p.

5. Alhaj Hasan A., Kvasnikov A.A., Klyukin D.V. et al. On modeling antennas using MoM-based algorithms: wire-grid versus surface triangulation. *Algorithms*, 2023, vol. 16, no. 4, pp. 1–60.

6. Teixeira F.L., Sarris C., Zhang Y. et al. Finite-difference time-domain methods. *Nature reviews methods primers*, 2023, vol. 3, pp. 1–19.

7. Elsherbeni A.Z., Demir V. The finite-difference time-domain method for electromagnetics with MatLab simulations, Second edition. Edison, NJ, USA, SciTech Publishing, 2015, 560 p.

8. Yu W., Yang X., Liu Y., Mittra R., Muto A. Advanced FDTD methods: parallelization, acceleration and engineering applications. Norwood, MA, USA, Artech House, 2011, 267 p.

9. Makinen R.M., De Gersem H., Weiland T., Kivikoski M.A. Modeling of lossy curved surfaces in 3-D FIT/FDTD Techniques. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2006, vol. 54, no. 11, pp. 3490–3498.

10. Berens M.K., Flintoft I.D., Dawson J.F. Structured mesh generation: open-source automatic nonuniform mesh generation for FDTD simulation. *IEEE Antennas and propagation magazine*, 2016, vol. 58, no. 3, pp. 45–55.

11. Benkler S., Chavannes N., Kuster N. Mastering conformal meshing for complex CAD-based C-FDTD simulations. *IEEE antennas and propagation magazine*, 2008, vol. 50, no. 2, pp. 45–57.

12. Huang Z., Jiang F., Chen Z. et al. A 3-D total-field / scattered-field plane-wave source for the unconditionally stable associated hermite FDTD method. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2024, vol. 23, no. 2, pp. 628–632.

13. Piket-May M., Taflove A., Baron J. FD-TD modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active loads. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 1994, vol. 42, no. 8, pp. 1514–1523.

14. Bural B., Yazarel E., Çakır K., Sevgi L. Fast and efficient near to far field transformation for FDTD. *Proceedings of 2023 7th International electromagnetic compatibility conference*. Istanbul, Türkiye, 2023, pp. 1–3.

15. Wang K., Zuo S., Wu Q. et al. A novel compact conformal 2-D FDFD method for modeling waveports in 3-D FDTD. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2024, vol. 24, no. 7, pp. 2091–2095.

16. Benkler S., Chavannes N., Kuster N. Novel FDTD Huygens source enables highly complex simulation scenarios on ordinary PCs. *Proceedings of 2009 IEEE Antennas and propagation society international symposium*. North Charleston, USA, IEEE, 2009, pp. 1–4.

17. Wang K., Wu Q., Yu F. et al. Conformal anisotropic periodic boundary condition for FDTD method. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2025, vol. 24, no. 1, pp. 122–126.

18. Zhang L., Chen J., Fan K. et al. Unconditional stability of the ADE-LCDI-FDTD method for dispersive media. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2026, vol. 25, no. 5, pp. 2280–2284.

19. Li L., Wang Y.E. FDTD modeling dynamically biased ferrite based antennas. *Proceedings of 2025 IEEE International symposium on antennas and propagation and North American radio science meeting*. Ottawa, Canada, IEEE, 2025, pp. 908–911.

20. Wang C., Wang Y., Li Y. et al. An improved ray tracing acceleration algorithm based on bounding volume hierarchies. Proceedings of 2022 IEEE 96th Vehicular technology conference, London, United Kingdom, IEEE, 2022, pp. 1–6.

21. Chen Y., Xie G., Hou H. et al. An 3-D unconditionally stable CDI-FDTD method based on the conformal technique for simulating complex curved PEC objects. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 2025, vol. 72, no. 11, pp. 9333–9344.

22. Wang K., Wu Q., Yu F. et al. A Conformal FDTD Method with Non-uniform Mesh for Anisotropic Media. Proceedings of 2025 International conference on microwave and millimeter wave technology, Xian, China, IEEE, 2025, pp. 1–3.

Anton A. Ivanov

Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor,
Department of Television and Control,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-1867-0689
Phone: +7 (382-2) 70-15-18, ext. 25-69
Email: anton.a.ivanov@tusur.ru

Received: 18.03.2026.

Accepted: 25.05.2026.

УДК 621.316.543.1

Шифр специальности ВАК: 2.2.14

И.В. Хмара, Д.С. Данилов, А.С. Загородний, С.Н. Шарангович

Сверхширокополосный диплексерный переключатель диапазона 0–50 ГГц для контрольно-измерительной аппаратуры

Актуальность. Одной из ключевых задач при создании перспективной контрольно-измерительной аппаратуры является освоение миллиметрового диапазона при одновременном расширении рабочего диапазона в сторону нижних частот. **Цель исследования.** Разработка схемотехнического решения, проектирование топологии и экспериментальное исследование монолитно-интегральной схемы, изготовленной на базе технологии GaAs-pHEMT, для частотного разделения СВЧ-сигналов в диапазонах 0–4 и 4–50 ГГц. **Методы.** В работе использованы методы схемотехнического моделирования, параметрической оптимизации, электродинамического анализа СВЧ-топологии и экспериментального исследования параметров микросхем. **Научная новизна.** Предложена сосредоточенная структура диплексерного переключателя на полевых транзисторах, обеспечивающая снятие ограничений на октавную полосу пропускания высокочастотного канала. Разработана модификация базовой архитектуры устройства, отличающаяся повышенным порядком LC-фильтров и введением дополнительных коммутационных элементов для компенсации паразитных реактивностей СВЧ-топологии, а также реализацией способа избирательного отключения индуктивности в высокочастотном плече с целью повышения межканальной развязки. **Результаты.** Экспериментально исследована работоспособность устройства в диапазоне 0–50 ГГц: обеспечена межканальная развязка более 21 дБ и возвратные потери не менее 12 дБ. Вносимые потери до 45,5 ГГц не превысили 1,4 дБ и составили 4,3 дБ на верхней границе диапазона. По результатам нелинейного моделирования подтверждена высокая линейность устройства во всем рабочем диапазоне частот: уровень подавления гармоник превысил 100 дБн, а выходная мощность при односторонней компрессии составила более 27,5 дБм. **Практическая значимость.** Разработанная микросхема применима в приемных трактах и модулях формирования сигналов контрольно-измерительной аппаратуры, обеспечивая их функционирование, начиная от постоянного тока. **Ключевые слова:** переключатель, коммутатор, диплексер, сверхширокополосный, pHEMT, монолитная интегральная схема, арсенид галлия, развязка, полевой транзистор Шоттки, СВЧ. DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-75-81

Введение

На современном этапе развития радиоэлектронных технологий наблюдается повышенный спрос на коммутационные монолитно-интегральные схемы (МИС), обусловленный такими значимыми аспектами, как компактность, высокая скорость переключения, низкое энергопотребление и возможность массового производства при сравнительно малой стоимости.

В данной работе рассматривается актуальная задача разработки устройства для частотного разделения в приемных трактах и модулях формирования сигналов современной контрольно-измерительной аппаратуры (КИА), включающей векторные анализаторы цепей, генераторы сигналов, анализаторы спектра и др. Сложность проектирования таких узлов обусловлена современной тенденцией к расширению рабочего диапазона измерительной техники: нижняя граница опускается до единиц герц, а верхняя достигает десятков гигагерц [1–3].

Для выполнения функций мультиплексирования СВЧ-сигналов в таких приборах традиционно применяются две основные группы компонентной базы. К первой относятся пассивные компоненты (диплексеры, делители мощности, направленные устройства), ко второй – активные схемы на базе полупроводниковых переключателей. Стоит отметить, что в заявленном широком диапазоне частот разрабатываемое устройство должно обеспечивать ряд критически

важных характеристик: минимальные вносимые потери, низкий коэффициент отражения, межканальную развязку и высокую линейность.

Целью работы является разработка схемотехнического решения, проектирование топологии и экспериментальное исследование МИС, изготовленной на базе технологии GaAs-pHEMT, для частотного разделения СВЧ-сигналов в диапазонах 0–4 и 4–50 ГГц.

Пассивные и активные схемы

Применение пассивных диплексеров представляет собой стандартное решение задачи частотной селекции СВЧ-сигналов при разбиении рабочего диапазона на низкочастотный (НЧ) и высокочастотный (ВЧ) каналы. Однако в области разделения каналов неизбежно наблюдается как увеличение вносимых потерь, так и снижение межканальной развязки [4]. Нередко применяют широкополосные делители Уилкинсона. Существенный минус такого решения – малая развязка на низких частотах [5]. Использование направленных СВЧ-устройств сопровождается большими потерями в каналах ответвления и ограничениями нижней рабочей частоты [6, 7].

При рассмотрении активных устройств одним из немногих вариантов является использование сверхширокополосных переключателей на основе PIN-диодов и транзисторов [8, 9]. Они имеют симметричную характеристику плеч, минимальные вносимые потери, низкий коэффициент отражения и межканальную развязку более 30 дБ в рассматриваемом

диапазоне частот. Однако их применение неизбежно приводит к возникновению нелинейных искажений. Кроме того, реализация PIN-диодного переключателя требует использования разделительных конденсаторов на СВЧ-портах устройства, что ограничивает прохождение низкочастотных сигналов [10].

Альтернативным подходом является применение микроэлектромеханических систем, которые обеспечивают рекордную линейность и минимальные вносимые потери. Однако их внедрение в КИА ограничено недостаточными быстродействием (1–300 мкс) и механическим ресурсом [11].

В патенте [12] рассмотрен диплексерный переключатель на основе PIN-диодов. Архитектура устройства базируется на схемотехнике пассивного диплексера, в структуру LC -фильтров которого интегрированы шунтирующие коммутационные элементы. Шунт приводит к рассогласованию импеданса неактивного плеча, что повышает межканальную развязку и снижает вносимые потери в области разделения каналов. Однако данная схема сохраняет упомянутые выше недостатки PIN-структур. Модификации этой схемы посвящены ранее опубликованные работы авторов настоящей статьи [13, 14], где за счет введения разделительного конденсатора и короткозамкнутого шлейфа $\lambda/4$ в низкочастотный канал удалось обеспечить работу устройства от постоянного тока. Также известен патент [15], где предложена схожая общая концепция диплексерных переключателей, в которой наряду с PIN-диодами авторами предложено использовать транзисторы. Общим недостатком технических решений [13–15] является ограничение полосы пропускания высокочастотного плеча (не более одной октавы) из-за параметров распределенных шлейфовых структур. Это делает невозможным их масштабирование под требуемое соотношение частот каналов (0–4 и 4–50 ГГц).

В связи с этим актуальной задачей является разработка архитектуры диплексерного переключателя, не связанной с ограничением октавной полосы пропускания. В открытых источниках информация о практической реализации таких МИС и методиках их проектирования до 50 ГГц на сегодняшний день отсутствует.

Разработка и моделирование схемы

Исходя из поставленной цели работы и проведенного анализа уровня техники, была разработана структурная схема диплексерного переключателя (рис. 1). Устройство конструктивно разделено на НЧ-канал (от постоянного тока до 4 ГГц), формируемый фильтром нижних частот (ФНЧ), и ВЧ-канал (от 4 до 50 ГГц), определяемый фильтром верхних частот (ФВЧ). При этом оба тракта коммутируются на общий порт, который может являться выходным для формирователей сигнала или входным для приемных блоков КИА.

В качестве отправной точки для оценки потенциально достижимых параметров частотной селекции рассматривается базовая схема пассивного диплексера на идеальных LC -компонентах (рис. 2).

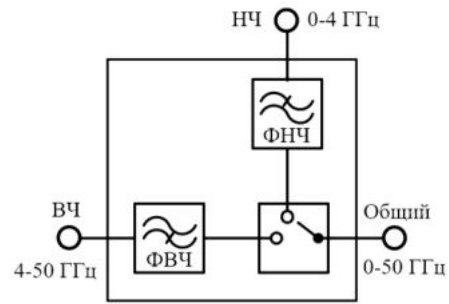


Рис. 1. Структурная схема предлагаемого диплексерного переключателя

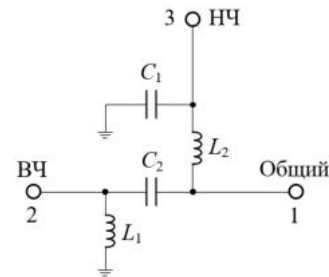


Рис. 2. Схема базового пассивного диплексера

Далее на ее основе анализируется схема базового диплексерного переключателя (рис. 3), реализующая сосредоточенную LC -концепцию [12], но адаптированная авторами под транзисторные коммутационные элементы. В настоящей работе в качестве коммутационных элементов предложено использование полевых транзисторов Шоттки (ПТШ). Поскольку полевые транзисторы управляются напряжением и не требуют протекания постоянных токов смещения в СВЧ-тракте, исключается необходимость использования разделительных конденсаторов, что обеспечивает функционирование низкочастотного канала вплоть до постоянного тока. В свою очередь, отказ от распределенных резонансных элементов (в частности, узкополосных $\lambda/4$ шлейфов) в пользу сосредоточенной структуры обеспечивает высокую гибкость проектирования и позволяет масштабировать схему под различные рабочие диапазоны и частоты среза. При этом предельные характеристики устройства ограничиваются преимущественно возможностями выбранного технологического процесса.

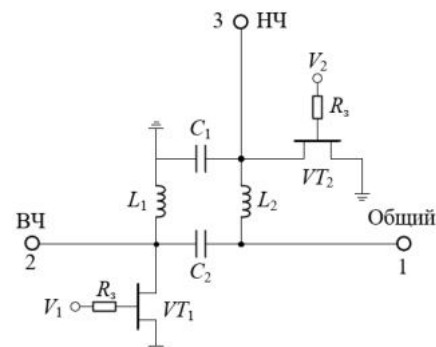


Рис. 3. Схема предлагаемого диплексерного переключателя

НЧ-канал (см. рис. 2) состоит из шунтирующего конденсатора C_1 на землю и катушки индуктивности L_2 , установленной последовательно. ВЧ-канал содержит элементы C_2 и L_1 с последовательным и параллельным включением соответственно. На рис. 3 параллельно каналам ВЧ и НЧ включены ПТШ VT_1 и VT_2 , которые управляются напряжением V_1 и V_2 соответственно через токоограничивающие резисторы затвора R_3 . Управление схемой выполняется подачей постоянного напряжения 0 В (открытое состояние) и –5 В (закрытое состояние) на контакты V_1 и V_2 соответственно для работы НЧ-канала. При установке уровней –5 и 0 В на те же контакты осуществляется работа ВЧ-канала.

Далее был произведен анализ схем в системе автоматизированного проектирования (САПР). В качестве технологии моделей транзисторов была использована библиотека компонентов рНЕМТ с длиной затвора 0,1 мкм. LC-цепи были построены на идеальных компонентах. Обе схемы были настроены на частоту среза, равную 4 ГГц, с помощью встроенных алгоритмов оптимизации САПР. В целях оптимизации задавался компромисс между параметрами вносимых, возвратных потерь и развязки. Для диплексера (рис. 2) емкости конденсаторов C_1 и C_2 составили 1,4 и 0,7 пФ соответственно, а индуктивности катушек L_1 и L_2 – 1,1 и 2,3 нГн. Для диплексерного переключателя (см. рис. 3) емкости C_1 и C_2 составили по 0,8 пФ, индуктивности L_1 и L_2 – 1,3 и 2 нГн соответственно. Количество затворов (пальцев) n_3 для транзисторов VT_1 и VT_2 составило 4 и 6, а их ширина W_3 – 25 и 50 мкм соответственно.

На рис. 4 представлены результаты моделирования, где сравниваются S -параметры схем диплексера (сплошные линии) и диплексерного переключателя (прерывистые линии) в режиме работы НЧ- и ВЧ-каналов. Добавление транзисторов VT_1 и VT_2 в схему диплексера позволило уменьшить вносимые потери на частоте среза 4 ГГц с 3 до 0,6 дБ (см. рис. 4, а), повысить возвратные потери на 1 дБ (см. рис. 4, б) и увеличить межканальную развязку с 7 до 18 дБ (см. рис. 4, в). При этом наблюдаемый рост вносимых потерь в высокочастотном канале (20–50 ГГц) обусловлен паразитными параметрами реальной модели транзисторов. Полученные результаты моделирования (см. рис. 4) подтверждают работоспособность ВЧ-канала в сверхширокой полосе пропускания, составляющей порядка 4 октав (в диапазоне от 4 до 50 ГГц).

Разработка МИС

При переходе от предложенной схемы (см. рис. 3) к проектированию на основе компонентов из библиотеки элементов выбранного техпроцесса (PDK) было зафиксировано ухудшение межканальной развязки $|S_{23}|$. Данный эффект вызван паразитными реактивностями СВЧ-топологии: емкостью запертых транзисторов и паразитными параметрами пассивных LC-компонентов. Для компенсации этих эффектов схема была модифицирована (рис. 5) путем повышения порядка фильтров и введения дополнительных коммутационных элементов.

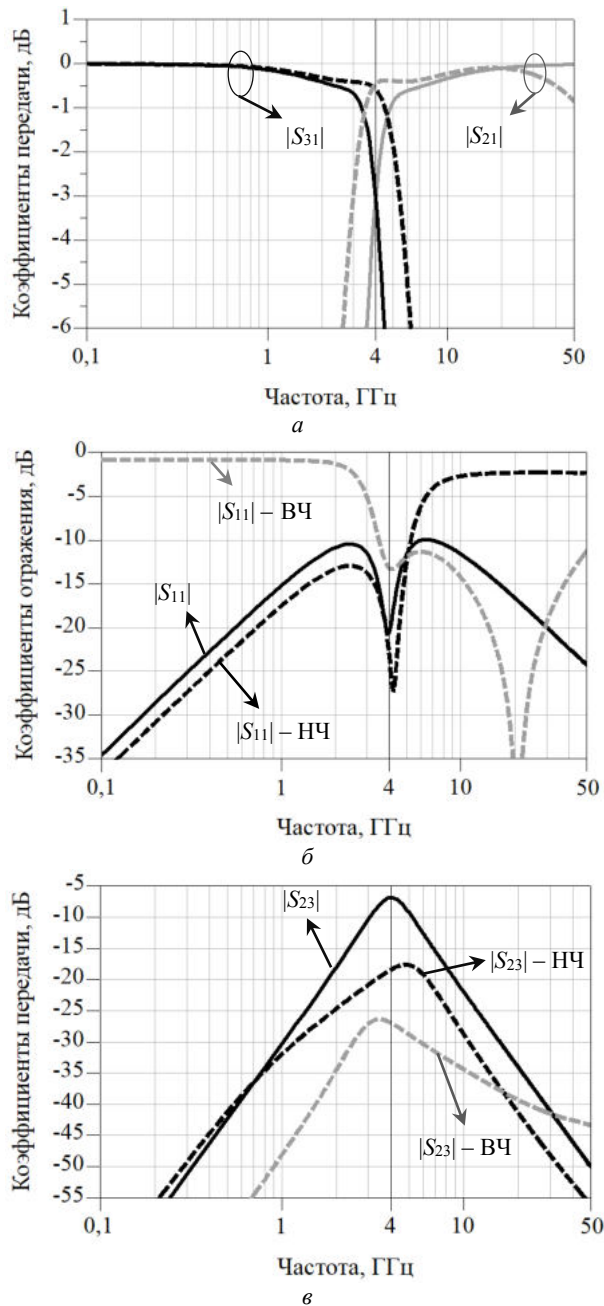


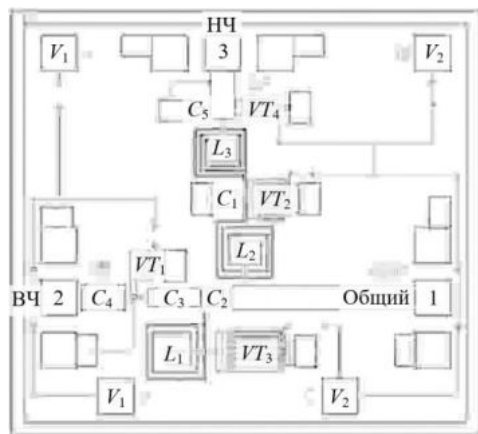
Рис. 4. Расчетные графики вносимых (а), возвратных (б) потерь и развязки (в)

В частности, для повышения развязки в НЧ-канале сформировано дополнительное звено из последовательной индуктивности L_3 и шунтирующей цепи C_5 и VT_4 . Аналогично в ВЧ-канал добавлены последовательные конденсаторы C_3 , C_4 и транзистор VT_3 , коммутирующий катушку L_1 на землю. В режиме работы НЧ-канала запирающий транзистор VT_3 изолирует ВЧ-фильтр от заземления, что снижает потери и улучшает развязку в области разделения каналов. Кроме того, для привязки изолированных участков СВЧ-тракта к нулевому потенциалу по постоянному току в схему включены резисторы R_1 и R_2 (5–8 кОм), соединенные с заземлением. Они обеспечивают сток накопленного заряда, предотвращая смещение рабочей точки транзисторов в сторону управляющего

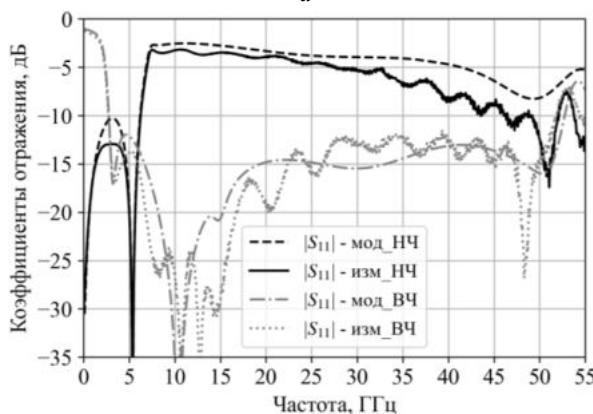
напряжения (-5 В) и деградацию уровня подавления гармоник, не оказывая при этом влияния на высокочастотный сигнал. Окончательные номиналы элементов определялись методом параметрической оптимизации в САПР, где в качестве целевых функций выступали минимизация потерь и обеспечение развязки не менее 20 дБ.

На этапе проектирования топологии критической задачей являлось обеспечение полосы ВЧ-канала до 50 ГГц при относительно низкой частоте среза 4 ГГц. Использование стандартных моделей планарных индуктивностей L_1 и L_2 из библиотеки элементов ограничивало эту полосу: увеличение числа витков для достижения требуемого номинала неизбежно приводило к росту паразитной межвитковой емкости. Для решения данной проблемы была применена топологическая оптимизация геометрии катушек. За счет целенаправленного увеличения расстояния между витками удалось существенно ослабить паразитную емкостную связь, что позволило сместить частоту собственного резонанса индуктивностей за пределы рабочего диапазона (выше 50 ГГц).

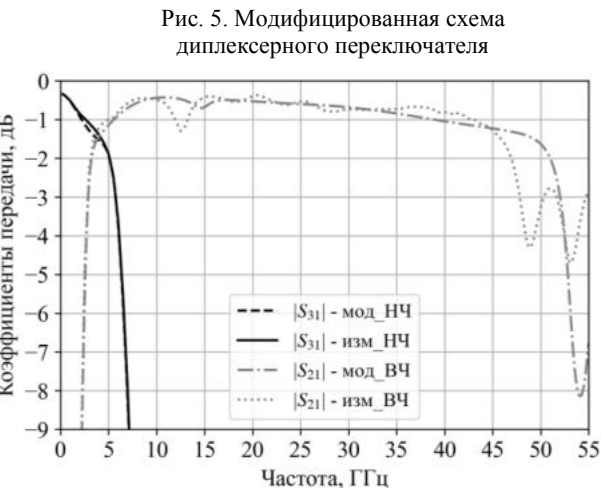
На рис. 6, а представлена разработанная топология МИС диплексерного переключателя. Размеры готового кристалла составили $1,26 \times 1,14$ мм. Топологические размеры транзисторов VT_1 – VT_4 (в формате $n_3 \times W_3$) составили 4×25 , 6×75 , 6×150 и 2×80 мкм соответственно.



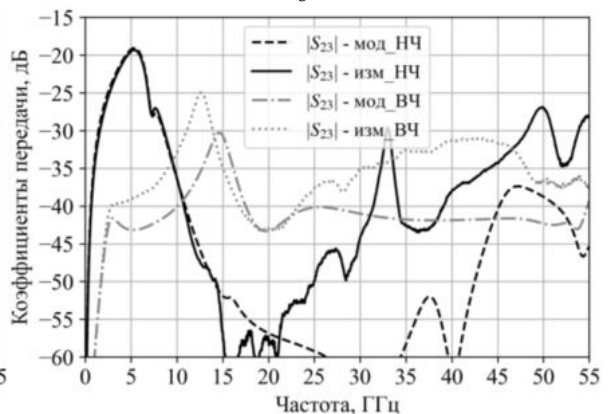
а



б



в



г

Рис. 6. Топология МИС (а); графики сравнения моделирования с измерением вносимых (б), возвратных потерь (в) и развязки (г)

На рис. 6, б–г представлено сравнение полученных S -параметров в результате электродинамического моделирования в САПР с измеренными значениями изготовленного опытного образца МИС. Измерения проводились на зондовой станции МРІ. В качестве измерителя использовался векторный анализатор цепей CEYEAR 3674L. Частотный диапазон моделирования и измерений составил 10 МГц – 55 ГГц с шагом 10 МГц. Режим управления: НЧ-канал $V_1 = 0$ В, $V_2 = -5$ В; ВЧ-канал $V_1 = -5$ В, $V_2 = 0$ В.

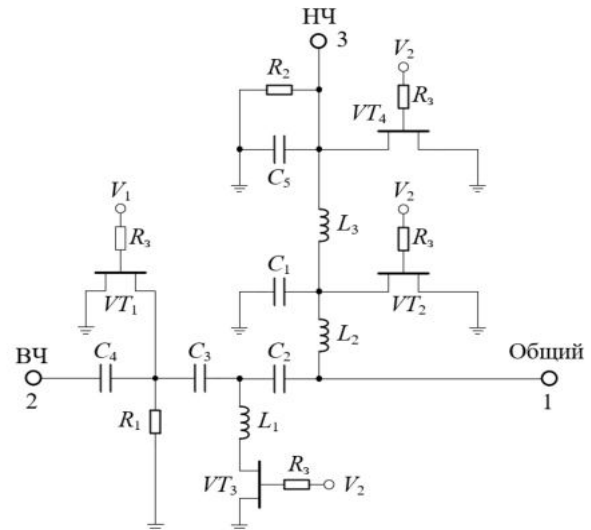


Рис. 5. Модифицированная схема диплексерного переключателя

На основании графиков (см. рис. 6) можно сделать следующие выводы:

1. Вносимые потери (см. рис. 6, б) по результатам моделирования и измерений в НЧ-канале практически полностью совпадают и максимальное измеренное значение составило 1,4 дБ. В ВЧ-канале наблюдается локальный резонанс на частоте 12,5 ГГц с амплитудой потерь 1,3 дБ. Как отмечалось ранее, при моделировании паразитный резонанс в высокочастотной части диапазона был смещен за границу 50 ГГц (на 54 ГГц), однако в измеренной характеристике он сместился к отметке 49 ГГц, где потери составили 4,3 дБ. Данное расхождение объясняется ограниченной точностью моделей компонентов на высоких частотах из-за множественных паразитных связей в реальной топологии.

2. В диапазоне частот 0–10 ГГц наблюдается улучшение измеренных возвратных потерь (см. рис. 6, в) до уровня не менее 12 дБ. На более высоких частотах (вплоть до 50 ГГц) имеются небольшие расхождения с данными моделирования за исключением описанного выше резонанса на 49 ГГц.

3. Измеренная межканальная развязка (см. рис. 6, г) хорошо согласуется с расчетной моделью при активном НЧ-канале в диапазоне 0–14 ГГц. На более высоких частотах наблюдаются существенные расхождения (как и для развязки ВЧ-канала), что также обусловлено влиянием паразитных электромагнитных связей, не в полной мере учтенных в исходной модели.

В конечном итоге для обоих каналов в диапазоне 0–50 ГГц экспериментально подтверждены следующие характеристики: межканальная развязка составила более 21 дБ, вносимые потери – менее 4,3 дБ (и менее 1,4 дБ в полосе до 45,5 ГГц), а возвратные потери – более 12 дБ.

Поскольку в предложенной схеме применялись активные элементы, на этапе моделирования дополнительно оценивались нелинейные параметры: уровень подавления второй и третьей гармоник относительно несущей при входной мощности –10 дБм (рис. 7) и уровень выходной мощности при однодецибелльной компрессии (P_{1dB}) (рис. 8). Тестовый сигнал подавался на общий порт, а параметры фиксировались на выходных портах НЧ и ВЧ согласно их рабочим диапазонам.

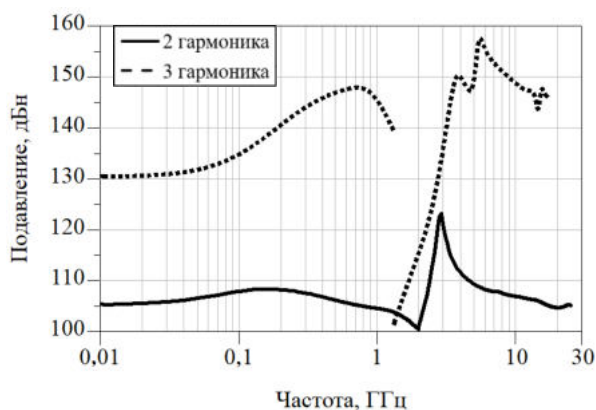


Рис. 7. График подавления гармоник 2-го и 3-го порядка

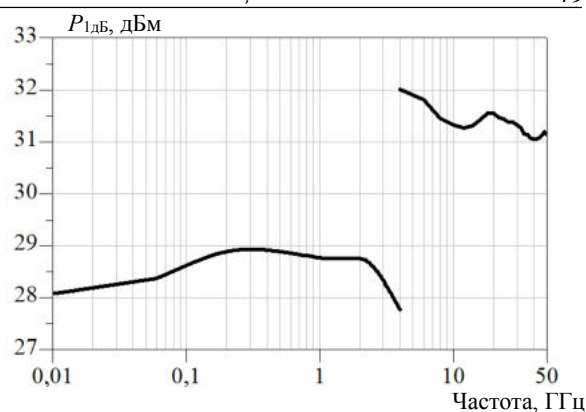


Рис. 8. Уровень выходной мощности при сжатии на 1 дБ

Как видно из представленных графиков (см. рис. 7 и 8), во всей рабочей полосе уровень подавления гармоник относительно несущей превысил 100 дБн, а выходная мощность при однодецибелльной компрессии (P_{1dB}) составила более 27,5 дБм (562 мВт). Высокие показатели линейности обусловлены архитектурой диплексерного переключателя, исключаящей последовательное включение коммутационных элементов в СВЧ-тракты.

Заключение

Предложена сосредоточенная структура диплексерного переключателя на полевых транзисторах, обеспечивающая снятие ограничений на октавную полосу пропускания высокочастотного канала. Моделирование базового варианта схемы показало, что её практическое применение ограничено влиянием паразитных реактивностей СВЧ-топологии. Для решения этой проблемы разработана модифицированная схема, в которой компенсация паразитных параметров достигнута за счет повышения порядка LC-фильтров, а избирательное отключение индуктивности в высокочастотном тракте позволило заблокировать утечку сигнала и повысить межканальную развязку.

На основе предложенного решения спроектирована и изготовлена МИС по технологии GaAs-pHEMT. Экспериментально подтверждена работоспособность устройства в сверхширокой полосе частот 0–50 ГГц: межканальная развязка составила более 21 дБ, возвратные потери – не менее 12 дБ. Вносимые потери не превышают 1,4 дБ в диапазоне до 45,5 ГГц и 4,3 дБ на границе 50 ГГц. Результаты моделирования подтвердили высокую линейность МИС: уровень подавления гармоник превысил 100 дБн, а выходная мощность при однодецибелльной компрессии составила более 27,5 дБм. Практическая значимость работы заключается в создании компактного коммутационного сверхширокополосного устройства, обеспечивающего расширение рабочего частотного диапазона КИА в область низких частот вплоть до постоянного тока.

Литература

1. Rauscher Ch., Janssen V., Minihold R. Fundamentals of Spectrum Analysis / Munich: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2008. – 83 p.
2. Ченакин А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона: монография / А.В. Ченакин, А.В. Горевой. – М.: Горячая линия – Телеком, 2021. – 279 с.

3. Hiebel M. Fundamentals of Vector Network Analysis. – Munich: Rohde & Schwarz, 2007. – 417 p.

4. Техническая документация MDPX-2734CH [Электронный ресурс]. – URL: <https://markimicro-wave.com/assets/0ee7ebc7-5ff2-4d01-96d2-dcd934659549/MDPX-2734CH-Passive%20MMIC%200%20-%2060%20GHz%20High%20Frequency%20Diplexer.pdf>, свободный (дата обращения: 04.03.2026).

5. Drobotun N. Compact Planar Ultra-Wideband Power Dividers with Frequency Range up to 67 GHz for Multichannel Receivers / N. Drobotun, D. Yanchuk, E. Khoroshilov // Proceedings of the 46th European Microwave Conference. – UK, London: IEEE, 2016. – P. 198–201.

6. Chung H. A Packaged 0.01–26-GHz Single-Chip SiGe Reflectometer for Two-Port Vector Network Analyzers / H. Chung, M. Sayginer, Q. Ma, G.M. Rebeiz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Vol. 30, No. 5. – P. 1794–1808. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2961901.

7. Сверхширокополосные направленные ответвители для диапазона СВЧ / Ф. Михеев и др. // Современная электроника. – 2015. – № 1. – С. 44–46.

8. Хмара И.В. SPDT-переключатели отражающего и поглощающего типа диапазона от 10 МГц до 67 ГГц на технологии 0,1 мкм GaAs-pHEMT / И.В. Хмара, Д.С. Данилов, А.С. Загородний, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 3. – С. 7–13.

9. 10-MHz-to-70-GHz Ultra-Wideband Low-Insertion-Loss SPST and SPDT Switches Using GaAs pin Diode MMIC Process / H.-E. Liu, X. Lin, H.-Y. Chang, Y.-C. Wang // 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Kyoto, Japan, 2018. – P. 1217–1219. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617438.

10. Hiller G. Design with PIN Diodes: Application Note AG312. – M/A-COM. – 18 p. [Электронный ресурс]. – URL: <https://cdn.macom.com/applicationnotes/AG312.pdf>, свободный (дата обращения: 04.03.2026).

11. Кочемасов В. МЭМС-переключатели ВЧ/СВЧ-сигналов. – Ч.1 / В. Кочемасов, Е. Торина, А. Сафин // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2024. – № 4. – С. 76–85. DOI: 10.22184/1992-4178.2024.235.4.76.

12. Пат. US9103856B2 США, МПК G01R23/165. Hand-held microwave spectrum analyzer with operation range from 9 KHz to over 20 GHz / R.A. Brown, C. Robinson. – № 13/859484; заявл. 09.04.2013; опубл. 11.08.2015, Бюл. № 2015/08/11.

13. Пат. 2832689 РФ, МПК H01P1/20, H01P1/213. Сверхширокополосный pin-диодный диплексерный переключатель / В.Н. Гребенюк, Д.С. Данилов, А.С. Загородний, И.В. Хмара, А.Н. Парханюк. – № 2024114564; заявл. 29.05.2024; опубл. 27.12.2024, Бюл. № 36. – 8 с.

14. Хмара И.В. Сверхширокополосный pin-диодный диплексерный переключатель на GaAs / И.В. Хмара и др. // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 3. – С. 27–31.

15. Пат. № 10200031B2 США. Electronically switchable diplexer / G. Hechtfisher, W. Perndl, A. Tankielun; заявитель и патентообладатель Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. – Заявл. 07.06.2016; опубл. 05.02.2019.

Хмара Иоанн Владимирович

Аспирант каф. сверхвысоких частот и квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-00-29, внут.: 23-36
Эл. почта: hmara.iv@micran.ru

Данилов Даниил Сергеевич

Аспирант каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДРА) ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-00-29, внут.: 23-17
Эл. почта: danilov.ds@micran.ru

Загородний Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-00-29, внут.: 23-17
Эл. почта: andreyzag@micran.ru

Шарангович Сергей Николаевич

Канд. физ.-мат. наук, проф., с.н.с. каф. СВЧКР ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2195-2786
Тел.: +7 (382-2) 70-15-18
Эл. почта: shr@svch.tusur.ru

Поступила в редакцию: 23.04.2026.

Принята к публикации: 26.05.2026.

Khmara I.V., Danilov D.S.,

Zagorodniy A.S., Sharangovich S.N.

A 0–50 GHz Ultra-Wideband Diplexing Switch for Test and Measurement Equipment

Relevance. One of the key challenges in the development of advanced test and measurement equipment is mastering the millimeter-wave band while simultaneously extending the operating frequency range down to lower frequencies. **Purpose.** The development of a circuit solution, layout design, and experimental study of a monolithic integrated circuit fabricated using GaAs-pHEMT-technology for frequency separation of microwave signals in the 0–4 GHz and 4–50 GHz bands. **Methods.** The study employs methods of circuit simulation, parametric optimization, electromagnetic analysis of microwave layouts, and experimental characterization of integrated circuit parameters. **Novelty.** A lumped-element diplexing switch structure based on field-effect transistors is proposed, which eliminates the octave bandwidth limitation of the high-frequency channel. A modification of the base device architecture has been developed. This modification features a higher-order LC filter and integration of additional switching elements to compensate for the parasitic reactances of the microwave topology, as well as capability for selective inductance isolation in the high-frequency arm to improve inter-channel isolation. **Results.** The device performance was experimentally verified in the 0–50 GHz range: an inter-channel isolation exceeding 21 dB and a return loss of at least 12 dB were achieved. The insertion loss up to 45.5 GHz did not exceed 1.4 dB, reaching 4.3 dB at the upper limit of the range. Nonlinear modeling confirmed the high linearity of the device across the entire operating frequency range: the harmonic suppression level exceeded 100 dBc, and the output power at 1-dB compression was more than 27.5 dBm. **Practical significance.** The developed integrated circuit is applicable to receiving paths and signal-generating modules of test and measurement equipment, ensuring their operation starting from DC.

Keywords: switch, commutator, diplexer, ultra-wideband, pHEMT, monolithic integrated circuit, gallium arsenide, decoupling, Schottky field effect transistor, microwave.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-75-81

References

1. Rauscher Ch., Janssen V., Minihold R. Fundamentals of Spectrum Analysis. Munich, Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2008, 83 p.
2. Chenakin A.V., Gorevoy A.V. *Prakticheskoe postroenie sintezatorov chastot SVCh-diapazona: monografiya* [Practical construction of microwave frequency synthesizers: a monograph]. Moscow, Goryachaya liniya, Telekom Publ., 2021, 279 p. (in Russ.).
3. Hiebel M. Fundamentals of Vector Network Analysis. Munich, Rohde & Schwarz, 2007, 417 p.
4. Datasheet MDPX-2734CH. Available at: <https://marki.microwave.com/assets/0ee7ebc7-5ff2-4d01-96d2-dcd934659549/MDPX-2734CH-Passive%20MMIC%200%20-%2060%20GHz%20High%20Frequency%20Diplexer.pdf> (accessed: 04 March 2026).
5. Drobotun N., Yanchuk D., Khoroshilov E. Compact Planar Ultra-Wideband Power Dividers with Frequency Range up to 67 GHz for Multichannel Receivers. Proceedings of the 46th European Microwave Conference, UK, London, IEEE, 2016, pp. 198–201.
6. Chung H., Sayginer M., Ma Q., Rebeiz G.M. A Packaged 0.01–26-GHz Single-Chip SiGe Reflectometer for Two-Port Vector Network Analyzers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, vol. 30, no. 5, pp. 1794–1808. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2961901.
7. Mikhhev F., Pavlov S., Semibratov V., Shchurov V. *Sverkhshirokopolosnyye napravlenyye otvetviteli dlya diapazona SVCh* [Ultra-Wideband Directional Couplers for Microwave Range]. *Sovremennaya elektronika*, 2015, no. 1, pp. 44–46 (in Russ.).
8. Khmara I.V., Danilov D.S., Zagorodny A.S., Sharangovich S.N. [SPDT Switches of Reflective and Absorptive Type from 10 MHz to 67 GHz on 0.1 μ m GaAs-pHEMT Technology]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2025, vol. 28, no. 3, pp. 7–13 (in Russ.).
9. Liu H.-E., Lin X., Chang H.-Y., Wang Y.-C. 10-MHz-to-70-GHz Ultra-Wideband Low-Insertion-Loss SPST and SPDT Switches Using GaAs pin Diode MMIC Process. *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kyoto, Japan, 2018, pp. 1217–1219. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617438.
10. Hiller G. Design with PIN Diodes: Application Note AG312. *M/A-COM*, 18 p. Available at: <https://cdn.macom.com/applicationnotes/AG312.pdf> (accessed: 04.03.2026).
11. Kochemasov V., Torina E., Safin A. *MEMS-pereklyuchateli VCH/SVCH-signalov* [MEMS Switches of RF/Microwave Signals]. Part 1. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*, 2024, no. 4, pp. 76–85. DOI: 10.22184/1992-4178.2024.235.4.76 (in Russ.).
12. Brown R.A., Robinson C. Hand-held microwave spectrum analyzer with operation range from 9 KHz to over 20 GHz. Patent US 9103856B2, 2015.
13. Grebenyuk V.N., Danilov D.S., Zagorodny A.S., Khmara I.V., Parkhanyuk A.N. *Sverkhshirokopolosnyy pin-diodnyy dipleksernyy pereklyuchatel* [Ultra-Wideband PIN Diode Diplexer Switch]. Patent RU 2832689, 2024 (in Russ.).
14. Khmara I.V., Danilov D.S., Grebenyuk V.N., Zagorodny A.S., Sharangovich S.N. [Ultra-Wideband pin-Diode Diplexer Switch on GaAs]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2023, vol. 26, no. 3, pp. 27–31 (in Russ.).
15. Hechtfisher G., Perndl W., Tankielun A. Electronically switchable diplexer. Patent US 10200031B2, 2019.

Ioann V. Khmara

Postgraduate student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-00-29, ext. 23-36
Email: hmara.iv@micran.ru

Daniil S. Danilov

Postgraduate student, Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-00-29, ext. 23-17
Email: danilov.ds@micran.ru

Andrey S. Zagorodny

Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-00-29, ext. 23-17
Email: andreyzag@micran.ru

Sergey N. Sharangovich

Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Senior Researcher, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-2195-2786
Phone: +7 (382-2) 70-15-18
Email: shr@svch.tusur.ru

Received: 23.04.2026.

Accepted: 26.05.2026.

УДК 621.375.4

Шифр специальности ВАК: 2.2.14.

Д.В. Ходжиков, А.С. Коряковцев, А.А. Коколов

Обзор схемных решений высокоскоростных драйверов ВИЛ на интегральных технологиях

Актуальность. Развитие телекоммуникационных систем и центров обработки данных требует непрерывного роста пропускной способности волоконно-оптических сетей, что делает критически важным совершенствование приемопередающих оптических модулей. **Цель исследования.** Проведение анализа схемотехнических и технологических решений в области проектирования высокоскоростных интегральных микросхем драйверов лазерных диодов вертикально излучающих лазеров. **Методы.** Проведены сравнительный анализ параметров микросхем, а также обобщение научно-технических публикаций в области проектирования драйверов. **Научная новизна.** Систематизирован переход интегральных технологий от соединений группы A^3V^5 к кремниевым технологиям (КМОП и SiGe БиКМОП), а также определены конструктивные особенности сопряжения выходных каскадов с вертикально излучающими лазерами. **Результаты.** Определены эффективные схемотехнические решения построения каскодных схем и предложены оптимальные подходы к проектированию драйверов в условиях импортозамещения. **Практическая значимость.** Представлен аналитический обзор схемотехнических решений высокоскоростных драйверов лазерных диодов, реализованных на базе современных интегральных технологий. Сформулированные выводы и рекомендации могут быть непосредственно использованы для создания конкурентоспособной электронной компонентной базы под российские высокоскоростные волоконно-оптические линии связи.

Ключевые слова: драйвер лазерного диода, СВЧ, ИС, оптический передатчик, ВОЛС, модуляция.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-82-91

Современный этап развития информационного общества характеризуется экспоненциальным ростом объемов трафика [1]. Каждый год трафик передаваемой информации растет в среднем на 20% [2]. Ввиду физических ограничений медных проводников при трансляции сигналов на большие расстояния приоритетным решением стала передача данных в оптическом диапазоне. Использование волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) позволяет реализовать высокоскоростную передачу информации с минимальными потерями. Процесс модуляции в таких системах обеспечивает перенос информационного электрического сигнала в оптический спектр путем преобразования параметров электромагнитной волны (амплитуды, фазы или частоты) в соответствии с модулирующим воздействием. Использование терагерцовых несущих частот светового диапазона открывает доступ к сверхширокой полосе пропускания, что является фундаментальным преимуществом фотонных систем, позволяющим преодолеть ограничения по затуханию и полосе пропускания, характерные для традиционных электрических трактов [3–6]. Виды оптической модуляции приведены на рис. 1 и описаны ниже.

Метод прямой модуляции (On-Off Keying, OOK) основан на управлении уровнем тока накачки лазерного диода (ЛД) для переключения между режимами генерации и отсечки излучения. К наиболее распространенным типам ЛД, применяемым при проектировании ВОСП, относятся вертикально излучающие лазеры (ВИЛ или VCSEL) и лазеры с распределенной обратной связью (DFB) [4–6].

Излучение DFB-лазера является торцевым (распространяется параллельно подложке), а его ключевым преимуществом является высокая выходная

оптическая мощность, позволяющая транслировать данные на значительные расстояния. Однако вследствие повышенного энергопотребления, достигающего сотни мА, такие структуры требуют эффективного теплоотвода [7]. В свою очередь, ВИЛ обладают более высокой энергоэффективностью, меньшими габаритами и в ряде случаев не требуют активных систем охлаждения, так как ток потребления составляет до 10 мА [8]. Современные достижения в области ВИЛ-технологий позволили достичь скоростей передачи свыше 100 Гбит/с (при использовании модуляции PAM-4 и полосе пропускания 30 ГГц) [9].

В то же время исследования мембранных DFB-лазеров демонстрируют достижение рекордной полосы пропускания в 108 ГГц со скоростью передачи данных до 256 Гбит/с [10]. Недостатком ВИЛ по сравнению с DFB-лазерами является выходная оптическая мощность. Она обычно колеблется на уровне 5–10 мВт (7–10 дБм) по сравнению с DFB лазерами, уровень которых доходит до 100 мВт (20 дБм) и выше, так как излучение ВИЛ является многомодовым, что приводит к частотной дисперсии.



Рис. 1. Виды оптической модуляции

Два данных минуса ограничивают максимальную дальность ВОЛС. А плюсы состоят в том, что ВИЛ можно тестировать на пластине (не требуется предварительная резка), у него меньше потребление питания и геометрический размер.

В схемах с внешней модуляцией лазерный источник функционирует в непрерывном режиме, а формирование информационного сигнала осуществляется посредством внешнего активного устройства. Такой подход позволяет исключить возникновение переходных процессов в активной среде лазера (chirp), что существенно повышает стабильность спектральных и энергетических характеристик излучения [1]. В современной фотонике выделяют три доминирующих типа модуляторов:

Интерферометр Маха–Цендера (МЦМ): обеспечивает модуляцию за счет управления фазовым сдвигом в плечах интерферометра посредством электрооптического эффекта Поккельса. МЦМ на базе ниобата лития LiNbO_3 являются «золотым стандартом» для магистральных линий, демонстрируя скорость передачи свыше 120 Гбит/с и обеспечивая общую скорость передачи данных в многоканальной системе до 1,2–1,6 Тбит/с в терагерцовых когерентных системах [11, 12].

Электроабсорбционный модулятор (ЭАМ): реализует управление интенсивностью за счет изменения коэффициента поглощения полупроводникового материала (эффект Франца–Келдыша или квантово-размерный эффект Штарка). ЭАМ отличаются компактностью и низким управляющим напряжением, что позволяет интегрировать их на одном кристалле с DFB-лазером (EML-лазеры). Современные EML-решения достигают скоростей 260 Гбит/с на одну длину волны [13].

Резонатор Фабри–Перо (ФП): использует эффект многолучевой интерференции внутри оптической полости для селективного управления амплитудой. Несмотря на высокую чувствительность к температурным флуктуациям, ФП-модуляторы на базе кремниевой фотоники находят применение в качестве узкополосных фильтров и компактных модуляторов для систем спектрального уплотнения (WDM) [1, 14].

Проектирование интегральных схем драйверов и модуляторов начинается с выбора технологического базиса. В классическом представлении стандартом для реализации радиочастотных и СВЧ-компонентов являются полупроводниковые соединения группы A^3B^5 (в частности, арсенид галлия GaAs), обладающие высокой подвижностью носителей заряда. Однако современный этап развития микроэлектроники характеризуется активным внедрением кремниевых технологий, таких как SiGe (кремний-германий) и КМОП (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник). Технология SiGe биполярных транзисторов с гетеропереходом (HBT) позволяет сочетать высокие граничные частоты, характерные для соединений A^3B^5 , с преимуществами кремниевой интеграции. Это обеспечивает снижение стоимости производства и возможность реализации систем на

кристалле (SoC), объединяющих цифровые и аналоговые блоки [15]. Переход к более доступным кремниевым решениям стал логическим следствием развития полупроводниковой индустрии. Использование техпроцессов с проектными нормами менее 90 нм [16–18] позволяет существенно минимизировать габариты и увеличить скорость передачи данных [19]. Однако следует учитывать, что масштабирование транзисторов, способствуя росту граничных частот, одновременно ведет к снижению их коэффициента усиления, что обуславливает необходимость введения дополнительных каскадов усиления в структуру устройства.

В рамках данной работы исследуется ДЛД, предназначенный для реализации прямой модуляции ВИЛ.

Структурная схема ВОЛС, построенная на основе прямой модуляции, включает оптический передатчик и приемник (рис. 2) [3–6], сопряженные посредством оптического тракта. Одноканальный передающий модуль содержит ЛД, осуществляющий электрооптическое преобразование СВЧ-сигнала, и драйвер лазерного диода, преобразующий напряжение СВЧ-сигнала в ток ЛД. В состав приемного модуля входят фотодиод (ФД), осуществляющий обратное детектирование, и трансимпедансный усилитель (ТИУ) для преобразования фототока в напряжение.

Текущие разработки в области проектирования ДЛД ориентированы на увеличение пропускной способности и минимизацию фазового дрожания (джиттера) сигнала. Учитывая высокую температурную зависимость порогового тока лазера, в состав ДЛД могут интегрироваться системы термостабилизации на основе термоэлектрических охладителей или адаптивные алгоритмы управления питанием, поддерживающие заданные рабочие характеристики в широком температурном диапазоне. Но, как было описано выше, термостабилизация может не потребоваться при потреблении ВИЛ тока до 10 мА.

С конца 2000-х гг. наблюдается переход проектирования ИС ДЛД от использования полупроводниковых соединений группы A^3B^5 (в частности, GaAs) [21–24] к доминирующим на сегодняшний день КМОП (CMOS) [25–29] и SiGe БиКМОП (BiCMOS) [16, 30–32] процессам с топологическими нормами до 350 нм. Это обусловлено увеличением функциональной сложности схемотехнических решений, требующих реализации комплексных вариаций контроля и управления ДЛД.

Цель данной работы – поиск и обоснование оптимальных схемотехнических решений для проектирования ДЛД на отечественной технологической базе.

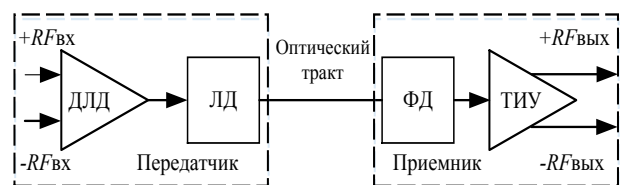


Рис. 2. Типовое представление оптической системы ВОЛС

Такие устройства необходимы для работы в составе российских высокоскоростных ВОЛС. Анализ существующих разработок показывает наличие систем со скоростями до 2,5 Гбит/с и полосой пропускания 2 ГГц компании АО «Центр ВОСПИ» [33]. Также зарегистрирована топология микросхемы (ТИМС) отечественного драйвера, рассчитанного на скорость 2,5 Гбит/с [34]. Дефицит электронной компонентной базы и готовых оптических модулей делает задачу проектирования и локализации производства специализированных микросхем крайне актуальной. В связи с этим первоочередной задачей становится детальное изучение основ построения высокоскоростных ДЛД.

Основные параметры ДЛД

Функционально ДЛД работает как широкополосный усилитель, формирующий высокочастотный модулирующий ток на выходе для накачки ЛД. Его ключевые характеристики как усилителя зависящие от частоты СВЧ-сигнала f , это коэффициент усиления, коэффициенты отражения, полоса пропускания, выходная мощность, коэффициент шума. Но так как нагрузкой ДЛД является ЛД (входное сопротивление ЛД может находиться в пределах 25–100 Ом), вводятся следующие параметры:

1. Максимальная/оптимальная скорость передачи C информации характеризует диапазон рабочих частот Δf , определяет быстродействие ДЛД, а также скорость передачи цифровых сигналов. Как правило, полоса пропускания ДЛД определяется по уровню –3 дБ.

$$C = \Delta f \cdot 0,5 \dots 0,7, \text{ бит/с.} \quad (1)$$

2. Неравномерность групповой временной задержки (ГВЗ) – основной фактор для целостности сигнала и глазковой диаграммы. Если сигналы на разных частотах проходят через драйвер с разной скоростью, возникает джиттер. В передовых разработках этот параметр минимизируется, чтобы избежать «закрывания» глазковой диаграммы при передаче данных,

так как даже отклонение в несколько пикосекунд на высоких скоростях может привести к резкому росту ошибок в оптическом канале. Основное описание джиттера приведено в стандарте IEEE 2414-2020 [35], а значения джиттера для высокоскоростных систем изучал стандарт 802.3 [36].

$$\tau(f) = \frac{1}{360} \frac{d\phi(f)}{df}, \text{ с.} \quad (2)$$

3. Диапазон модулирующего тока ΔI_{mod} задает границы динамического изменения мощности излучения. Современные драйверы разделяют ток на две составляющие: ток смещения I_{bias} , удерживающий лазер выше порога генерации, и ток модуляции I_{mod} , формирующий полезный сигнал, нагруженный на ЛД Z_{LD} .

$$I_{\text{mod}} = \frac{U_{\text{out}}}{Z_{LD}}. \quad (3)$$

4. Диапазон тока смещения ΔI_{bias} необходим для поддержания лазерного диода в режиме, близком к порогу генерации. Это позволяет минимизировать время задержки включения при переходе к логической «единице» и исключить нежелательные переходные процессы, связанные с насыщением активной среды. Протекание постоянной составляющей тока обеспечивает быструю реакцию оптического излучателя на модулирующее воздействие.

5. Потребляемая мощность зависит от выбранной интегральной технологии и предполагаемого тока модуляции. Типовое значение потребляемой мощности для систем связи со скоростью передачи данных порядка 2,5...10 Гбит/с составляет величину порядка $P_{DC} = 0,1 \dots 1,5$ Вт [21, 29].

Вид схем подключения ДЛД с ЛД

На рис. 3 приведены способы сопряжения ЛД с выходным каскадом ДЛД, выделенные автором из литературы [31].

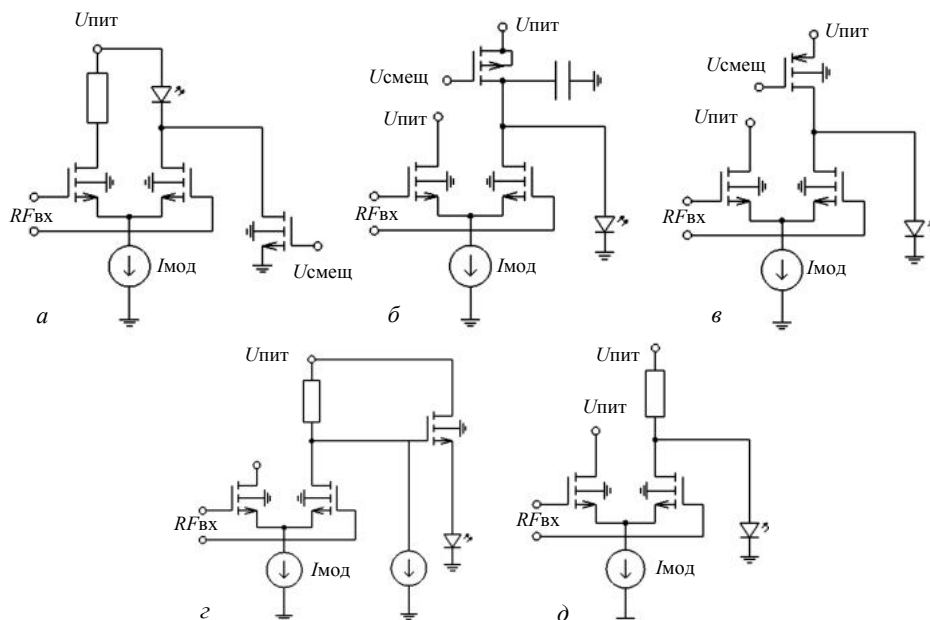


Рис. 3. Способы сопряжения выходного каскада ДЛД с ЛД

Как показано на рис. 3, а, управление ВЛД с общим анодом приводит к конструкции схемы полностью на транзисторах типа *pmos*. Для ВЛД с общим катодом ДЛД должен подавать постоянный и модуляционный ток в ВЛД. Существенным недостатком является необходимость протекания суммарного тока ДЛД через структуру ЛД. Это обуславливает жесткие требования к системе охлаждения излучателя и ограничивает предельно допустимые рабочие токи, если имеются ограничения к ЛД. На рис. 3, б–д показаны четыре различные топологии выходного каскада ДЛД. Использование *pmos*-транзистора, как на рис. 3, б, может значительно ухудшить полосу пропускания; во многих технологиях *pmos*-транзистор, смещенный десятками мА, будет иметь большую ширину и большую емкость стока. Метод на рис. 3, в часто невозможен, поскольку большинство современных процессов не имеют транзисторов типа *p–n–p*. Использование эмиттерного повторителя, аналогичного рис. 3, в, невозможно из-за требований к напряжению питания; прямое напряжение ВЛД может достигать 2,5 В, а схема на рис. 3, г работает только если напряжение питания выше выходного напряжения. Актуальным вариантом реализации драйвера в используемой технологии является схема на рис. 3, д, где резистор ($R_{\text{вых}}$) является источником тока в ВЛД.

Согласно результатам проведенного обзора [20, 21, 23–25, 28, 30], типовая архитектура ДЛД чаще всего базируется на трехкаскадной схеме усиления (рис. 4), а некоторые и на четырехкаскадной [26, 27].

Входной каскад (предусилитель) обеспечивает первичное усиление сигнала и согласование с входным интерфейсом. Буферный каскад выполняет роль согласующего звена между входным и выходным узлами; в нем могут быть реализованы цепи широкополосного согласования на основе активных индуктивностей или преобразователей сопротивления. Выходной каскад является мощным каскадом усиления, реализующим непосредственное управление током модуляции лазерного диода. Кроме того, в структуру ДЛД интегрируются вспомогательный блок управления током смещения [26–31], необходимый для установки рабочей точки ЛД, и система обратной связи (ОС) или автоматическая регулировка усиления (АРУ) для достижения определенной выходной мощности для формирования уровня тока модуляции [25, 27, 30–32]. Характерной особенностью современных СВЧ-драйверов является отсутствие разделительных (блокировочных) конденсаторов в сигнальном тракте, что обуславливает необходимость реализации непосредственной связи между каскадами и использования систем автосмещения транзисторов.

Согласно результатам анализа источников, применение каскодной топологии включения транзисторов вместо традиционной каскадной позволяет существенно улучшить выходные характеристики устройства (рис. 5) [18, 20, 25, 28, 31]. Каскодная схема, широко используемая в выходных каскадах ДЛД, обеспечивает повышенный коэффициент усиления за счет минимизации эффекта Миллера, что является критическим фактором для поддержания стабильности в СВЧ-диапазоне.

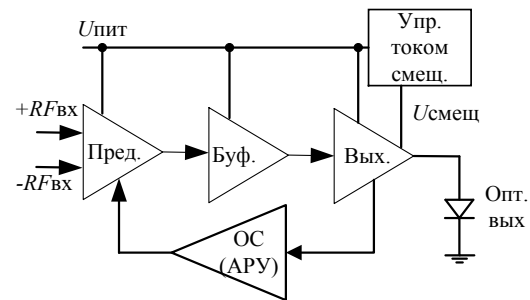


Рис. 4. Упрощенная структурная схема ДЛД

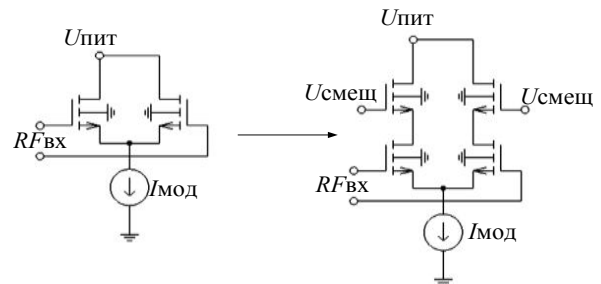


Рис. 5. Каскадное и каскодное включение транзисторов в выходном каскаде ДЛД

При этом применение корректирующих индуктивностей для согласования цепей может приводить к нежелательным фазовым искажениям и росту ГВЗ. Это негативно сказывается на переходных характеристиках, вызывая деформацию формы импульсов и деградацию параметров глазковой диаграммы.

Результаты сравнения ДЛД на технологиях GaAs, КМОП и SiGe

Для проведения сравнительного анализа в таблице представлены ключевые характеристики схемотехнических решений, реализованных на базе технологических процессов GaAs, КМОП и SiGe. Анализ данных показывает, что в большинстве конфигураций управления токов модуляции и смещения осуществляется путем варьирования соответствующих управляющих напряжений. В выходных каскадах ДЛД преобладает каскодная схема подключения транзисторов, обеспечивающая повышение выходной мощности и расширение полосы пропускания. Применение дифференциальных схем в рассматриваемых решениях направлено на минимизацию шумовой составляющей и подавление помех.

Первичные исследования ДЛД на основе GaAs-технологий [21–24] проводились примерно до 2000 г. Технологический скачок и открытие новых технологий для доступа проектирования на техпроцессах КМОП и SiGe позволили проводить исследования ДЛД. Это связано с тем, что ИС на основе GaAs имеют больший размер, энергопотребление и, как правило, дороже при массовом производстве, по сравнению с кремниевыми технологиями. Технологии SiGe и КМОП позволили сократить размеры кристалла ДЛД путем большей компоновки элементов, уменьшить энергопотребление и удешевить конечную цену производства. В большинстве рассмотренных решений интерфейс сопряжения ЛД с ДЛД реализован по схеме, представленной на рис. 3, д.

Сравнение выходных данных ДЛД

№	Технология	C, Гбит/с	Вид подкл. ДЛД с ЛД	Вид модуляции	Размер, мм ²	P, Вт	Токи, мА I _b и I _m	Дополнительные функции
[16]	SiGe 32 нм	35	диф. 2 лазера	OOK	0,018*	-	— 9	Выбор из 3 режимов работы
[17]	КМОП 28 нм	30	рис. 3, б	OOK	0,001*	0,051	— 5	—
[18]	КМОП 80 нм	10 (40)	рис. 3, в	OOK 4 канала	0,05*	0,025	— 6	Управление током модуляции
[20]	КМОП 90 нм	12,5	рис. 3, г; рис. 3, д	OOK	0,02*	0,027	— 6	Управление токами модуляции и смещения
[21]	AlGaAs/GaAs	25	рис. 3, д	OOK	1	1,4	— 60	Управление током модуляции
[22]	GaAs 0,25 мкм	10	рис. 3, в	OOK	2,7	1,2	100 120	Управление токами модуляции и смещения, ограничитель мощности
[23]	AlGaAs/GaAs 0,3 мкм	18	рис. 3, в	OOK	-	-	— —	Управление токами модуляции и смещения
[24]	AlGaAs/GaAs 0,3 мкм	15	рис. 3, а	OOK	1	0,45	— 45	Управление токами модуляции и смещения
[25]	КМОП 0,18 мкм	12,5	рис. 3, г	OOK	0,21	0,14	1,5 10	Управление током модуляции
[26]	КМОП 0,18 мкм	10	диф. подкл. лазера	OOK	0,39	0,14	20 35	АРУ, управление токами модуляции и смещения
[27]	КМОП 0,18 мкм	10	рис. 3, а	OOK	0,13	0,1	10 16	АРУ, управление токами модуляции и смещения
[28]	КМОП 90 нм	12,5 (25)	рис. 3, г	OOK PAM-4	0,24	0,09	— 9	Выравнивание АЧХ, управление токами модуляции и смещения
[29]	КМОП 0,13 мкм	10	диф. 2 лазера	OOK	0,15	0,09	18 8	Управление током модуляции, система мониторинга
[30]	SiGe	10	рис. 3, д	OOK	-	-	10 20	АРУ, управление токами модуляции и смещения
[31]	SiGe 0,25 мкм	40	рис. 3, д	OOK	0,28	0,13	2 8	Управление током модуляции
[32]	SiGe 0,35 мкм	10	рис. 3, д	OOK	-	0,13	— —	АРУ, управление токами модуляции и смещения

* Без учета контактных площадок и линий передач к ним.

Интегральные схемы ДЛД на основе КМОП-технологии являются актуальными [25–29] для создания одноканальных систем со скоростями 10 Гбит/с, благодаря масштабированию систем, можно строить системы более 100 Гбит/с [27]. Основной плюс в отличие от ДЛД на основе GaAs-многократное уменьшение потребляемой мощности и размера ИС. Схема подключения ЛД с ДЛД в основном встречалась как на рис. 3, д, б, в, так как реализована плавная регулировка токов модуляции и смещения.

На сегодняшний день SiGe считается самым популярным техпроцессом при производстве ДЛД [16, 30–32]. Схемы ДЛД на основе SiGe БиКМОП технологий обладают наилучшими характеристиками, большей полосой пропускания благодаря возможности применения СВЧ-гетеробиполярных транзисторов с очень хорошими частотными и шумовыми свойствами. Проблемой производства отечественного ДЛД на SiGe является отсутствие данной технологии в России. В большинстве рассмотренных решений интерфейс сопряжения ЛД с ДЛД реализован по схеме, представленной на рис. 3, д.

Анализ исследований проектирования ДЛД ВИЛ за последние пять лет демонстрирует переход к более современным топологическим нормам. От технологий КМОП 65–40 нм [37–39] и техпроцессов BiCMOS [40–42] в пользу более передовых техпроцессов. Наиболее перспективными направлениями сегодня выступают 28-нм КМОП [43], 22-нм FDSOI/SOI [44, 45], а также FinFET 12 нм [46], 10 нм [47] и 5 нм [48]. Уменьшение топологической нормы техпроцесса позволяет снизить паразитные емкости затворов, увеличить крутизну и существенно поднять граничную частоту работы транзисторов. Это дает возможность реализации топологий ДЛД ВИЛ без использования корректирующих индуктивностей [49], что позволяет уменьшить размер микросхем, а также использование более сложных схем модуляции типа PAM-4 и др. [50, 51] одновременно с реализацией эквалайзера на одном кристалле. В результате проведенные исследования ДЛД обеспечивают стабильный рост скоростей оптических передатчиков от 50–64 и 100–112 Гбит/с [51, 52] до рекордных 200–224 Гбит/с на один канал [47, 53].

Заключение

Проведен анализ способов проектирования ИС ДЛД с использованием технологий GaAs, КМОП и SiGe БиКМОП. Исходя из вышеописанного, определены цели для дальнейшего проектирования ДЛД.

Использование технологий на основе GaAs сохраняет свою актуальность в отечественной практике проектирования СВЧ-устройств. Реализация ДЛД на базе GaAs технически допустима, однако выходные параметры по мощности и току модуляции в ряде случаев оказываются избыточными относительно заданных требований. Кроме того, использование данной технологической базы ведет к увеличению площади кристалла при добавлении дополнительных модулей управления и обратной связи. Применение КМОП-процессов и SiGe-технологий является более предпочтительным с точки зрения оптимума, однако доступность отечественных SiGe-процессов на текущий момент остается ограниченной. Решением является использование КМОП-технологий компании АО «Микрон» с топологическими нормами в 180 и 90 нм.

Принцип сопряжения ДЛД с ЛД реализуется посредством прямой подачи тока смещения и модулирующего сигнала на ЛД с кристалла микросхемы через разварочные проволоочки. Наиболее предпочтительной является конфигурация, представленная на рис. 3, д.

1. Так как ДЛД – это широкополосный усилитель и работает от частот, близких к нулю. Требуется исключение разделительных конденсаторов, используемых для подачи напряжений смещений и развязки в тракте. Системы автосмещения позволяют построить ДЛД без конденсаторов в СВЧ-тракте.

2. ДЛД с варьруемыми рабочими точками, токами смещения и модуляции позволит сделать его универсальным для различных ВПЛ. В структуру ДЛД необходимо предусмотреть блоки управления токами смещения и модуляции. Регулирование токов модуляции и смещения осуществляется транзисторами в режиме управляемого активного сопротивления.

3. Несмотря на существование одноканальных несимметричных конфигураций, наиболее эффективным для обеспечения высокой помехозащищенности и качества сигнала является использование дифференциальной архитектуры ДЛД.

4. Для обеспечения широкополосного согласования необходимо применять схемотехнические решения с распределенными параметрами. Использование катушек индуктивностей с большой добротностью в СВЧ-диапазоне может привести к возникновению нежелательных резонансных частот в рабочей полосе, а также к значительным потерям. Альтернативным решением является минимизация номиналов катушек индуктивностей или их замена на отрезки линий передачи, что позволяет имитировать индуктивные свойства.

5. Для обеспечения стабильности выходных характеристик в перспективных разработках целесообразны интеграция системы АРУ либо применение

архитектуры с управляемым источником тока модуляции, способным динамически адаптироваться к изменениям входной мощности.

Данное исследование проведено для будущего проектирования топологии ИС высокоскоростного ДЛД на основе отечественных технологий.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2025-0004).

Литература

1. Internet traffic [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.itu.int/itu-d/reports/statistics/2024/11/10/ff24-internet-traffic/>, свободный (дата обращения: 23.02.2026).
2. The 2025 Cloudflare Radar Year in Review: The rise of AI, post-quantum, and record-breaking DDoS attacks. [Электронный ресурс]. – URL: <https://blog.cloudflare.com/radar-2025-year-in-review/>, свободный (дата обращения: 23.02.2026).
3. Петров В.М. СВЧ-интегрально-оптические модуляторы. Теория и практика / В.М. Петров, А.В. Шамрай. – СПб.: Университет ИТМО, 2021. – 225 с.
4. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
5. Keiser G. Fiber Optic Communications. – Singapore: Springer, 2021. – 654 p.
6. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – 2nd ed. – Hoboken: Wiley, 2012. – 444 p.
7. Enhanced Modulation Bandwidth by Delayed Push-Pull Modulated DFB Lasers / J. Chi, X. Li, C. Niu, J. Zhao // Micromachines. – 2023. – Vol. 14. – P. 633. DOI: 10.3390/mi14030633.
8. Amann M.C. Long wavelength VCSELs // OFC/NFOEC Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference. – Anaheim Convention Center, Anaheim, California: IEEE, 2005. DOI: 10.1109/OFC.2005.192970.
9. Temperature-Stabilized 850 nm High-Speed VCSEL With Modulation Bandwidth Over 30 GHz / Z. Qiu et al. // IEEE Photonics Technology Letters. – 2025. – Vol. 37, No. 5. – P. 1417–1420.
10. Directly Modulated Membrane Lasers with 108 GHz Bandwidth on a High-thermal-conductivity Silicon Carbide Substrate / S. Yamaoka, N.-P. Diamantopoulos, H. Nishi, R. Nakao, T. Fujii, K. Takeda, T. Hiraki, T. Tsurugaya, S. Kanazawa, H. Tanobe, T. Kakitsuka, T. Tsuchizawa, F. Koyama, S. Matsuo // Nature Photonics. – 2020. – Vol. 15. – P. 28–35.
11. Silicon-organic hybrid (SOH) modulators for intensity-modulation / H. Zwickel et al. // Optics Express. – 2017. Vol. 25. – P. 23784–23800.
12. 800 Gbit/s transmission over 1 km single-mode fiber using a four-channel silicon photonic transmitter / H. Zhang et al. // Photonics Research. – 2020. – Vol. 8 – P. 1776–1782.
13. Zhang J. Demonstration of 260-Gb/s single-lane EML-based PS-PAM-8 IM/DD for datacenter interconnects / J. Zhang, J. Yu, L. Zhao, K. Wang, J. Shi, X. Li, M. Kong, W. Zhou, X. Pan, B. Liu, X. Xin, L. Zhang, Y. Zhang // Optical Fiber Communication Conference (OFC). – San Diego, California, United States, 2019. DOI: 10.1364/OFC.2019.W4I.4.
14. Micrometre-scale silicon electro-optic modulator / Q. Xu, B. Schmidt, S. Pradhan, M. Lipson // Nature. – 2005. – Vol. 435. – P. 325–327.
15. Ahmed F. SiGe-Based Broadband Integrated Circuits and Systems for Millimeter-Wave & THz Radar Applications Dissertation – Institute for Communications Engineering and RF-Systems, Johannes Kepler University, Linz, 2018. – 224 p.

16. Proesel J.E. 35-Gb/s VCSEL-Based optical link using 32-nm SOI CMOS circuits / J.E. Proesel, B.G. Lee, C.W. Baks, C.L. Schow // Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC). – Anaheim, California, United States: Optica Publishing Group, 2013. – P. 1–3. DOI: 10.1364/OFC.2013.OM2H.2.
17. L. Szilagyi 30 Gbit/s 1.7 pJ/bit common-cathode tunable 850-nm-VCSEL driver in 28 nm digital CMOS / L. Szilagyi, G. Belfiore, R. Henker and F. Ellinger // IEEE Optical Interconnects Conference (OI). Santa Fe, NM, USA: IEEE, 2017. – P. 51–52.
18. Kromer C. A 100mW 4/spl times/10Gb/s transceiver in 80nm CMOS for high-density optical interconnects / C. Kromer et al. // IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference. – San Francisco, California, United States: IEEE, 2005. DOI: 10.1109/ISSCC.2005.1494005.
19. Young I.A. Optical I/O Technology for Tera-Scale Computing // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2010. – Vol. 45, No. 1. – P. 235–248.
20. Design of low-power fast VCSEL drivers for high-density links in 90-nm SOI CMOS / G. Sialm, C. Kromer, F. Ellinger, T. Morf, D. Erni, H. Jackel // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No. 1. – P. 65–73.
21. Modulator driver and photoreceiver for 20 Gb/s optical-fiber links / Z. Lao, A. Thiede, U. Nowotny et al. // Journal of Lightwave Technology. – 1998. – Vol. 16, No. 8. – P. 1491–1497.
22. Ransijn H. A 10 Gb/s, 120/60 mA laser/modulator driver IC with dual-mode actively matched output buffer / H. Ransijn, G. Salvador, D. Daugherty, K. Gaynor // GaAs IC Symposium: IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium: 22nd Annual Technical Digest. – Seattle, United States: IEEE, 2000. – P. 201–204.
23. Berroth M. 10–20 Gbit/s GaAs/AlGaAs HEMT ICs for high speed data links / M. Berroth et al. // GaAs IC Symposium Technical Digest. – Miami Beach, Florida, United States: IEEE, 1992. – P. 291–294.
24. 15 Gbit/s integrated laser diode driver using 0.3 μ m gate length quantum well transistors / Z.G. Wang, M. Berroth, U. Nowotny et al. // Electronics Letters. – 1992. – Vol. 28, No. 3. – P. 222–224.
25. Dawei Z. Design of a 10 Gb/s Laser Diode Voltage Driver in 0.18 μ m CMOS technology / Z. Dawei, C. Yingmei, T. Ling, Z. Li // 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications. – Nanjing, China: IEEE, 2012. – P. 1–4.
26. Lin Y. A 10Gb/s Burst-Mode Laser Diode Driver for IEEE 802.3av 10G-EPON Applications / Y. Lin, E. Zhu, G. Gu // 2010 Second International Conference on Future Networks. – Sanya, China: IEEE, 2010. – P. 256–260.
27. Wenyuan L. Design of 12-channel 120Gb/s laser diode driver array in 0.18 μ m CMOS technology / L. Wenyuan, C. Sun, Q. Zhao, W. Xiong // 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014). – Hanoi, Vietnam: IEEE, 2014. – P. 27–31.
28. Wu T.Y. Design of a 25-Gb/s PAM-4 VCSEL Diode Driver with an Equalizer in 90-nm CMOS Technology / T.Y. Wu, J.-J. Jou, T.-T. Shih et al. // 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – Sapporo, Japan: IEEE, 2019. – P. 1–4.
29. Rabii S. An integrated VCSEL driver for 10Gb ethernet in 0.13/ μ m CMOS / S. Rabii et al. // 2006 IEEE International Solid State Circuits Conference: Digest of Technical Papers. – San Francisco, USA: IEEE, 2006. – P. 930–939.
30. Ciubotaru A.A. An integrated direct-coupled 10-Gb/s driver for common-cathode VCSELs / A.A. Ciubotaru, J.S. Garcia // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2004. – Vol. 39, No. 3. – P. 426–433.
31. Sedighi, B. 40 Gb/s VCSEL Driver IC with a New Output Current and Pre-Emphasis Adjustment Method / B. Sedighi, J.C. Scheytt // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Montreal, Canada: IEEE, 2012. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259501.
32. Annen R. Low power and low noise VCSEL driver chip for 10 Gbps applications / R. Annen, S. Eitel // The 17th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS 2004). – Rio Grande, Brazil: IEEE, 2004. – Vol. 1. – P. 312–313.
33. Оптоэлектронные модули [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.centervospi.ru/index.php/produksiya/optoelektronnye-moduli/>, свободный (дата обращения: 23.02.2026).
34. Св-во о гос. регистрации топологии микросхемы № 2018630125. Топология драйвера лазерного диода 1288мм015 / Н.М. Горшкова, Т.В. Солохина, Д.В. Скок и др. Заявка № 2018630097. Дата поступления 14 июня 2018 г. Зарегистрировано в Реестре ТИМС 6 августа 2018 г.
35. IEEE Standard for Jitter and Phase Noise. – IEEE Std 2414-2020, 2021. – 42 p.
36. IEEE Standard for Ethernet [Электронный ресурс]. – URL: https://standards.ieee.org/ieee/802.3/10422_свободный (дата обращения: 23.02.2026).
37. Inoue T. A 28-Gb/s VCSEL Driver with Variable Output Impedance in 65-nm CMOS / T. Inoue, A. Tsuchiya, K. Kishine, D. Ito, Y. Takahashi and M. Nakamura // 2022 IEEE 65th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – Fukuoka, Japan: IEEE, 2022. DOI: 10.1109/MWSCAS54063.2022.9859338.
38. Yang J. A 50-Gb/s 1.35-pJ/b PAM-4 VCSEL Transmitter With Three-Tap Asymmetric FFE and Current-Reuse Technique in 40-nm CMOS / J. Yang et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2025. – Vol. 73, No. 7. – P. 3855–3864.
39. Mahran S. 20 Gb/s Dual-Mode SST VCSEL Driver / S. Mahran, O. Liboiron-Ladouceur and G. Cowan // 2021 IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – Lansing, MI, USA: IEEE, 2021. – P. 428–431.
40. Mowlavi S. A Review of IC Drivers for VCSELs in Datacom Applications / S. Mowlavi et al. // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2024. – Vol. 32, No. 1. – P. 42–54.
41. Giuglea A. A 37-Gb/s monolithically integrated electro-optical transmitter in a silicon photonics 250-nm BiCMOS process / A. Giuglea, G. Belfiore, M.M. Khafaji, R. Henker, F. Ellinger // Journal of Lightwave Technology. – 2022. – Vol. 40, No. 7. – P. 2080–2086.
42. Giuglea A. A High-Speed 130-nm SiGe BiCMOS Integrated Duobinary Driver for Data Rate Capacity Enhancement in VCSEL-Based Optical Links / A. Giuglea, G. Belfiore, F. Protze, R. Henker, F. Ellinger // IEEE Access. – 2024. – Vol. 12. – P. 28343–28352.
43. Min Y. A 56-Gb/s, 6.3-pJ/bit PAM-4 DFB Laser Driver Incorporating Asymmetric Equalization and Integrated CDR in 28 nm CMOS / Y. Min et al. // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2025. – Vol. 33, No. 10. – P. 2749–2760.
44. Hecht U. True Voltage-Mode NRZ VCSEL Transmitter enabling 60 Gbit/s at 0.37 pJ/bit in 22 nm FDSOI // ESSCIRC 2023. – IEEE 49th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). – Lisbon, Portugal: IEEE, 2023. – P. 365–368.

45. Hecht U. A DAC-based Transmitter with VCSEL Bias-Current Generation enabling 180 Gbit/s PAM-8 Electrical and 100 Gbit/s PAM-4 VCSEL-based Transmission in 22nm SOI / U. Hecht, P. Scholz, P. Kurth, F. Buballa, H. Ordouei, F. Gerfers // 2025 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). – Boston, MA, USA: IEEE, 2025. – P. 1–3.

46. Kashani M.H. A Low-Power High-BW PAM4 VCSEL Driver With Three-Tap FFE in 12-nm CMOS FinFET Process / M.H. Kashani, H. Shakiba, and A. Sheikholeslami // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2024. – Vol. 59, No. 7. – P. 1995–2004.

47. Kim J. A 224-Gb/s DAC-Based PAM-4 Quarter-Rate Transmitter With 8-Tap FFE in 10-nm FinFET // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2022. – Vol. 57, No. 1. – P. 6–20.

48. Wei H. An Eight-Lane 800-Gb/s Transceiver for PAM-4 Optical Direct-Detection Applications in 5-nm FinFET Process / H. Wei, Y. Lu, L. Zhang et al. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2025. – Vol. 60, No. 2. – P. 415–427.

49. Oshika J. Compact Inductor-less CMOS PAM4 VCSEL Driver for High-speed Optical Communications / J. Oshika, S. Ishida, D. Ito, M. Nakamura // 2024 21st International SoC Design Conference (ISOCC). – Sapporo, Japan: IEEE, 2024. – P. 21–22.

50. Mondal S. 18.2 A 4×64Gb/s NRZ 1.3pJ/b Co-Packaged and Fiber-Terminated 4-Ch VCSEL-Based Optical Transmitter / S. Mondal // 2024 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). – San Francisco, CA, USA: IEEE, 2024. – P. 340–342.

51. Luo Z. 850nm VCSEL for 112Gbps NRZ and 200Gbps PAM4 optical interconnects / Z. Luo, H. Hu, H. Wei et al. // Proceedings of SPIE. – San Francisco, California, United States, 2026. DOI: 10.1117/12.3080681.

52. Krishnamurthy S. A 0.9pJ/b 108Gb/s PAM-4 VCSEL-Based Direct-Drive Optical Engine / S. Krishnamurthy, S. Mondal, J. Qiu, T. Acikalin, S. Bose, S. Yamada, J. Jaussi, M. Mansuri // 2025 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). – San Francisco, California, USA: IEEE, 2025. – P. 592–594.

53. Kanakis G. 200G VCSEL Development and Proposal of Using Near-Packaged Optics for AI Scale-Up Networks / G. Kanakis et al. // Photonics. – 2026. – Vol. 13, No. 1. – P. 90–104.

Ходжиков Диас Владимирович

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП), м.н.с. лаб. ЛПРИСиСНК Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0005-8745-7090
Тел.: +7-963-196-42-25
Эл. почта: dias.khodzhikov@tusur.ru

Коряковцев Артём Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. ЛПРИСиСНК ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Тел.: +7-913-872-57-87
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛПРИСиСНК ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-8910-4329
Тел.: +7-923-405-93-59
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 14.04.2026.

Принята к публикации: 25.05.2026.

Khojnikov D.V., Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A.

Review of circuit designs for high-speed VCSEL drivers based on integrated technologies

Relevance. The development of telecommunication systems and data centers require higher bandwidth from fiber-optic networks, which makes the improvement of transceiver optical modules critically important. **Purpose of the study** is to analyze circuit design and technological solutions in the field of high-speed integrated circuits for vertical-cavity surface-emitting laser (VCSEL) diode drivers. **Methods.** Comparing integrated circuit parameters and synthesizing scientific publications on driver design. **Novelty.** The study systematizes the technological transition from A³-B⁵ compound semiconductors to silicon processes (CMOS and SiGe BiCMOS) and identifies specific design features for interfacing output stages with vertical-cavity surface-emitting lasers. **Results.** The work defines efficient cascode circuit configurations and proposes optimal approaches to driver design under import substitution. **Practical significance.** The paper reviews circuit designs for high-speed laser diode drivers implemented using modern integrated technologies. The formulated conclusions and recommendations can be directly used to create a competitive electronic component base for Russian high-speed fiber-optic communication lines.

Keywords: laser diode driver, microwave, IC, optical transmitter, fiber-optic communication lines, modulation.

Funding. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Education and Science of Russia FEWM-2025-0004.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-82-91

References

1. Internet traffic. 2024. Available at: <http://itu.int> (accessed: 23 February 2026).
2. The 2025 Cloudflare Radar Year in Review: The rise of AI, post-quantum, and record-breaking DDoS attacks. 2025. Available at: <http://cloudflare.com> (accessed: 23 February 2026).
3. Petrov V.M., Shamray A.V. *Mikrovolnovye integral'nye opticheskie modulyatory: teoriya i praktika* [Microwave Integrated Optical Modulators: Theory and Practice]. Saint Petersburg, ITMO University Publ., 2021 (in Russ.).
4. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. Beijing, Higher Education Press, 2011, 292 p.
5. Keiser G. Fiber Optic Communications. Singapore, Springer, 2021, 654 p.
6. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. 2nd ed. Hoboken, Wiley, 2012, 444 p.
7. Chi J., Li X., Niu C., Zhao J. Enhanced Modulation Bandwidth by Delayed Push-Pull Modulated DFB Lasers. *Micromachines*, 2023, vol. 14, no. 1, p. 115.
8. Amann M.C. Long wavelength VCSELs. Proc. of the OFC/NFOEC Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, Anaheim Convention Center, Anaheim, California: IEEE, 2005. DOI: 10.1109/OFC.2005.192970.
9. Qiu Z. et al. Temperature-Stabilized 850 nm High-Speed VCSEL With Modulation Bandwidth Over 30 GHz. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2025, vol. 37, no. 24, pp. 1417–1420.
10. Yamaoka S., Diamantopoulos N.-P., Nishi H., Nakao R., Fujii T., Takeda K., Hiraki T., Tsurugaya T., Kanazawa S., Tanobe H., Kakitsuka T., Tsuchizawa T., Koyama F., Matsuo S.

Directly Modulated Membrane Lasers with 108 GHz Bandwidth on a High-thermal-conductivity Silicon Carbide Substrate. *Nature Photonics*, 2020, vol. 15, pp. 28–35.

11. Zwickel H. et al. Silicon-organic hybrid (SOH) modulators for intensity-modulation / direct-detection links with line rates of up to 120 Gbit/s. *Optics Express*, 2017, vol. 25, pp. 23784–23800.

12. Zhang H. et al. 800 Gbit/s transmission over 1 km single-mode fiber using a four-channel silicon photonic transmitter. *Photonics Research*, 2020, vol. 8, pp. 1776–1782.

13. Zhang J. et al. Demonstration of 260-Gb/s single-lane EML-based PS-PAM-8 IM/DD for datacenter interconnects. Proc. of the Optical Fiber Communication Conference (OFC), San Diego, California, United States, IEEE, 2019. DOI: 10.1364/OFC.2019.W4I.4

14. Xu Q., Schmidt B., Pradhan S., Lipson M. Micrometre-scale silicon electro-optic modulator. *Nature*, 2005, vol. 435, pp. 325–327.

15. Ahmed F. SiGe-Based Broadband Integrated Circuits and Systems for Millimeter-Wave & THz Radar Applications. Cand. Diss. Thesis. Linz, Johannes Kepler University, 2018.

16. Proesel J.E., Lee B.G., Baks C.W., Schow C.L. 35-Gb/s VCSEL-Based optical link using 32-nm SOI CMOS circuits. Proc. of the OFC/NFOEC, Anaheim, CA, USA, Optica Publishing Group, 2013, pp. 1–3.

17. Szilagyi L., Belfiore G., Henker R., Ellinger F. 30 Gbit/s 1.7 pJ/bit common-cathode tunable 850-nm-VCSEL driver in 28 nm digital CMOS. Proc. of the IEEE Optical Interconnects Conference (OI), Santa Fe, NM, USA, IEEE, 2017, pp. 51–52.

18. Kromer C. et al. A 100mW 4x10Gb/s transceiver in 80nm CMOS for high-density optical interconnects. IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, San Francisco, California, United States, IEEE, 2005. DOI: 10.1109/ISSCC.2005.1494005.

19. Young I.A. et al. Optical I/O Technology for Tera-Scale Computing. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2010, vol. 45, no. 1, pp. 235–248.

20. Sialm G., Kromer C., Ellinger F., Morf T., Erni D., Jackel H. Design of low-power fast VCSEL drivers for high-density links in 90-nm SOI CMOS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no. 1, pp. 65–73.

21. Lao Z., Thiede A., Nowotny U. et al. Modulator driver and photoreceiver for 20 Gb/s optic-fiber links. *Journal of Lightwave Technology*, 1998, vol. 16, no. 8, pp. 1491–1497.

22. Ransijn H., Salvador G., Daugherty D., Gaynor K. A 10 Gb/s, 120/60 mA laser/modulator driver IC with dual-mode actively matched output buffer. Proc. of the GaAs IC Symposium Technical Digest, Seattle, United States, IEEE, 2000, pp. 201–204.

23. Berroth M. et al. 10-20 Gbit/s GaAs/AlGaAs HEMT ICs for high speed data links. Proc. of the GaAs IC Symposium Technical Digest, Miami Beach, Florida, United States, IEEE, 1992, pp. 291–294.

24. Wang Z.-G., Berroth M., Nowotny U. et al. 15 Gbit/s integrated laser diode driver using 0.3 μm gate length quantum well transistors. *Electronics Letters*, 1992, vol. 28, no. 3, pp. 222–224.

25. Dawei Z., Yingmei C., Ling T., Li Z. Design of a 10 Gb/s Laser Diode Voltage Driver in 0.18 μm CMOS technology. Proc. of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series, Nanjing, China, IEEE, 2012, pp. 1–4.

26. Lin Y., Zhu E., Gu G. A 10Gb/s Burst-Mode Laser Diode Driver for IEEE 802.3av 10G-EPON Applications. Proc. of the Second International Conference on Future Networks, Sanya, China, IEEE, 2010, pp. 256–260.

27. Wenyuan L., Sun C., Zhao Q., Xiong W. Design of 12-channel 120Gb/s laser diode driver array in 0.18 μm CMOS technology. Proc. of the International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014), Hanoi, Vietnam, IEEE, 2014, pp. 27–31.

28. Wu T.-Y., Jou J.-J., Shih T.-T. et al. Design of a 25-Gb/s PAM-4 VCSEL Diode Driver with an Equalizer in 90-nm CMOS Technology. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, Japan, IEEE, 2019.

29. Rabii S. et al. An integrated VCSEL driver for 10 Gb ethernet in 0.13/ μm CMOS. Proc. of the IEEE International Solid State Circuits Conference, San Francisco, USA, IEEE, 2006, pp. 930–939.

30. Ciubotaru A.A., Garcia J.S. An integrated direct-coupled 10-Gb/s driver for common-cathode VCSELs. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2004, vol. 39, no. 3, pp. 426–433.

31. Sedighi B., Scheytt J.C. 40 Gb/s VCSEL Driver IC with a New Output Current and Pre-Emphasis Adjustment Method. Proc. of the IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal, Canada, IEEE, 2012.

32. Annen R., Eitel S. Low power and low noise VCSEL driver chip for 10 Gbps applications. Proc. of the 17th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS 2004), Rio Grande, Brazil, IEEE, 2004, vol. 1, pp. 312–313.

33. *Optoelektronnyye moduli* [Optoelectronic modules]. Available at: centervospi.ru (accessed: 23 February 2026) (in Russ.).

34. Gorshkova N.M., Solokhina T.V., Skok D.V. et al. *Topologiya integral'noy mikroskhemy drayvera lazernykh diodov 1288mm015* [Topology of the laser diode driver 1288mm015]. Russian Federation Certificate for Registration of Integrated Circuit Topology, no. 2018630125, 2018 (in Russ.).

35. IEEE Standard for Jitter and Phase Noise. IEEE Std 2414-2020, 2021, 42 p.

36. IEEE Standard for Ethernet. IEEE Std 802.3-2022. Available at: <http://ieee.org> (accessed: 23 February 2026).

37. Inoue T., Tsuchiya A., Kishine K., Ito D., Takahashi Y., Nakamura M. A 28-Gb/s VCSEL Driver with Variable Output Impedance in 65-nm CMOS. Proc. of the 2022 IEEE 65th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Fukuoka, Japan, IEEE, 2022.

38. Yang J. et al. A 50-Gb/s 1.35-pJ/b PAM-4 VCSEL Transmitter With Three-Tap Asymmetric FFE and Current-Reuse Technique in 40-nm CMOS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2025, vol. 73, no. 7, pp. 3855–3864.

39. Mahran S., Liboiron-Ladouceur O., Cowan G. 20 Gb/s Dual-Mode SST VCSEL Driver. Proc. of the 2021 IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Lansing, MI, USA, IEEE, 2021, pp. 428–431.

40. Mowlavi S., Giannakopoulos S., Grabowski A., Svensson L. A Review of IC Drivers for VCSELs in Datacom Applications. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2024, vol. 32, no. 1, pp. 42–54.

41. Giuglea A., Belfiore G., Khafaji M.M., Henker R., Ellinger F. A 37-Gb/s monolithically integrated electro-optical transmitter in a silicon photonics 250-nm BiCMOS process. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, vol. 40, no. 7, pp. 2080–2086.

42. Giuglea A., Belfiore G., Protze F., Henker R., Ellinger F. A High-Speed 130-nm SiGe BiCMOS Integrated Duobinary Driver for Data Rate Capacity Enhancement in VCSEL-Based Optical Links. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 28343–28352.

43. Min Y. et al. A 56-Gb/s, 6.3-pJ/bit PAM-4 DFB Laser Driver Incorporating Asymmetric Equalization and Integrated CDR in 28 nm CMOS. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2025, vol. 33, no. 10, pp. 2749–2760.
44. Hecht U. True Voltage-Mode NRZ VCSEL Transmitter enabling 60 Gbit/s at 0.37 pJ/bit in 22 nm FDSOI. Proc. of the ESSCIRC 2023 - IEEE 49th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), Lisbon, Portugal, IEEE, 2023, pp. 365–368.
45. Hecht U., Scholz P., Kurth P., Buballa F., Ordouei H., Gerfers F. A DAC-based Transmitter with VCSEL Bias-Current Generation enabling 180 Gbit/s PAM-8 Electrical and 100 Gbit/s PAM-4 VCSEL-based Transmission in 22nm SOI. Proc. of the 2025 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), Boston, MA, USA, IEEE, 2025, pp. 1–3.
46. Kashani M.H., Shakiba H., Sheikholeslami A. A Low-Power High-BW PAM4 VCSEL Driver With Three-Tap FFE in 12-nm CMOS FinFET Process. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2024, vol. 59, no. 7, pp. 1995–2004.
47. Kim J. A 224-Gb/s DAC-Based PAM-4 Quarter-Rate Transmitter With 8-Tap FFE in 10-nm FinFET. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2022, vol. 57, no. 1, pp. 6–20.
48. Wei H., Lu Y., Zhang L. et al. An Eight-Lane 800-Gb/s Transceiver for PAM-4 Optical Direct-Detection Applications in 5-nm FinFET Process. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2025, vol. 60, no. 2, pp. 415–427.
49. Oshika J., Ishida S., Ito D., Nakamura M. Compact Inductor-less CMOS PAM4 VCSEL Driver for High-speed Optical Communications. Proc. of the 2024 21st International SoC Design Conference (ISOC), Sapporo, Japan, IEEE, 2024, pp. 21–22.
50. Mondal S. 18.2 A 4×64Gb/s NRZ 1.3pJ/b Co-Packaged and Fiber-Terminated 4-Ch VCSEL-Based Optical Transmitter. Proc. of the 2024 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), San Francisco, CA, USA, IEEE, 2024, pp. 340–342.
51. Luo Z., Hu H., Wei H., Lv X., Cheng T., Xie F., Zhong K., Wang J., Chang-Hasnain C.J. 850nm VCSEL for 112Gbps NRZ and 200Gbps PAM4 optical interconnects. Proc. of SPIE, SPIE, San Francisco, California, United States. 2026. DOI: 10.1117/12.3080681.
52. Krishnamurthy S., Mondal S., Qiu J., Acikalin T., Bose S., Yamada S., Jaussi J., Mansuri M. A 0.9pJ/b 108Gb/s PAM-4 VCSEL-Based Direct-Drive Optical Engine. Proc. of the 2025 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), San Francisco, California, USA, IEEE, 2025, pp. 592–594.
53. Kanakis G. et al. 200G VCSEL Development and Proposal of Using Near-Packaged Optics for AI Scale-Up Networks. *Photonics*, 2026, vol. 13, no. 1, pp. 90–104.
-
- Dias V. Khojikov**
Graduate student, Department of Computer Systems in Management and Design, Junior researcher, Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR),
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0005-8745-7090
Phone: +7-963-196-42-25
Email: dias.khodzhikov@tusur.ru
- Artyom S. Koryakovtsev**
Candidate of Engineering Sciences, Department of Computer Systems in Management and Design, Senior researcher, Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Phone: +7-913-872-57-87
Email: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru
- Andrey A. Kokolov**
Candidate of Engineering Sciences, Head, Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-8910-4329
Phone: +7-923-405-93-59
Email: andrei.a.kokolov@tusur.ru
- Received: 14.04.2026.
Accepted: 25.05.2026.

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

**В разделе статьи по следующим специальностям
(технические науки)**

- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ.
- 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации.
- 2.3.2. Вычислительные системы и их элементы.
- 2.3.3. Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами.
- 2.3.4. Управление в организационных системах.
- 2.3.5. Математическое и программное обеспечение вычислительных систем, комплексов и компьютерных сетей.
- 2.3.6. Методы и системы защиты информации, информационная безопасность.
- 2.3.8. Информатика и информационные процессы.

УДК 004.8:004.9:004.75

Шифр специальности ВАК: 2.3.4

Н.А. Мелехов, В.С. Якименко, П.В. Сенченко

Платформа персонализированных рекомендаций медиаконтента на основе коллаборативной фильтрации

Актуальность. Рост объема цифрового медиаконтента усиливает проблему информационной перегрузки и усложняет выбор релевантных объектов для пользователя. **Цель исследования.** Спроектировать платформу персонализированных рекомендаций медиаконтента, ориентированную на фильмы, сериалы, книги, аниме и видеоигры. **Методы.** Используются коллаборативная фильтрация на основе косинусного сходства пользователей, анализ категориальных предпочтений, а также методы проектирования клиент-серверной архитектуры, сбора и нормализации медиаданных. **Научная новизна.** Предложена единая рекомендательная среда для разных типов медиаконтента, в которой рекомендации формируются с учетом как сходства пользовательских оценок, так и явных жанровых и категориальных предпочтений при дефиците данных. **Результаты.** Сформированы архитектурная схема платформы, механизм формирования рекомендаций, контур подготовки медиаданных и схема вычислительного эксперимента для оценки качества рекомендаций и характеристик серверной части. **Практическая значимость.** Предлагаемое решение может использоваться как основа для кроссплатформенного сервиса персонализированного подбора медиаконтента.

Ключевые слова: рекомендательная система, медиаконтент, персонализация, коллаборативная фильтрация, пользовательские предпочтения, мобильное приложение, Flutter, Serverpod, клиент-серверная архитектура.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-95-101

Введение

В условиях стремительного роста объема цифрового медиаконтента пользователи сталкиваются с проблемой информационной перегрузки. Даже при наличии развитых каталогов и систем поиска выбор релевантного фильма, сериала, книги, аниме или игры требует значительных временных затрат. В этой связи особую значимость приобретают рекомендательные системы, позволяющие автоматизировать подбор контента и учитывать индивидуальные предпочтения пользователя.

Для платформ, работающих с медиаконтентом, особенно важны алгоритмы, способные выявлять устойчивые закономерности в пользовательском поведении. Одним из наиболее распространенных подходов является коллаборативная фильтрация, основанная на анализе сходства интересов пользователей по их оценкам и истории взаимодействия с объектами. Выбор данного подхода в настоящей работе обусловлен тем, что он позволяет формировать рекомендации на основе коллективного пользовательского опыта без необходимости полного семантического анализа каждого объекта контента.

Вопросы построения рекомендательных систем рассматриваются как в обзорных, так и в прикладных работах. Так, в статье А.А. Таромова и Н.Г. Шиловой [1] представлены обзор, анализ и систематизация исследований в области рекомендуемых систем, выполнена классификация публикаций и выделены перспективные направления развития таких решений. В работе М.Ю. Катаева и др. [2] рассматривается структура информационной рекомендательной системы и подчеркивается значимость использования цифровых данных как основы для формирования рекомендаций. В обзорных зарубежных работах показано [3, 4], что коллаборативная фильтрация относится к числу базовых и наиболее распространенных подхо-

дов в рекомендательных системах, а ее применение оправдано при наличии пользовательских оценок и истории взаимодействий. Это обосновывает выбор коллаборативной фильтрации в качестве основы рекомендательной подсистемы в настоящем исследовании.

Вместе с тем применение коллаборативной фильтрации связано с рядом типичных ограничений, прежде всего с недостаточностью данных на начальном этапе работы системы и разреженностью пользовательских оценок. Поэтому при проектировании платформы необходимо учитывать не только архитектурные вопросы, но и особенности организации внутреннего наполнения, а также способы повышения устойчивости рекомендаций при неполноте входной информации.

Целью работы является разработка платформы персонализированных рекомендаций медиаконтента, в которой архитектурные решения подчинены задаче формирования релевантных рекомендаций на основе пользовательских оценок и предпочтений.

Постановка задачи

Рост объемов доступного медиаконтента и сопутствующая ему проблема информационной перегрузки пользователей обуславливают актуальность создания интеллектуальной рекомендательной системы. Проект нацелен на разработку кроссплатформенной архитектуры, которая объединит клиентские приложения и серверные компоненты в комплексную систему персональных рекомендаций для медиа.

Общая схема процесса сбора данных и поддержки медиатеки представлена на рис. 1.

Для реализации проекта необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать модель представления пользовательских предпочтений на основе оценок, истории взаимодействий и предпочтительных категорий медиаконтента.

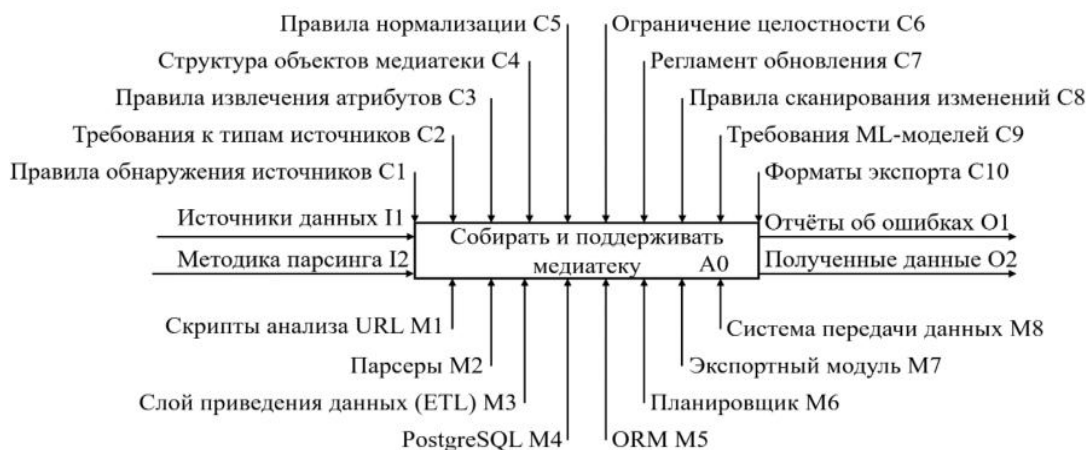


Рис. 1. Сбор и поддержка медиатеки

2. Реализовать рекомендательную подсистему на основе коллаборативной фильтрации для поиска пользователей со сходными интересами и формирования персонализированных рекомендаций.

3. Определить способы снижения влияния проблемы холодного старта и разреженности пользовательских данных.

4. Организовать сбор, очистку и нормализацию информации о медиаконтенте, используемой в рекомендательной подсистеме.

5. Разработать клиент-серверную платформу, обеспечивающую хранение данных, обработку пользовательских действий и выдачу персонализированных рекомендаций.

6. Провести сравнение разрабатываемой платформы с существующими решениями по критериям, значимым для рекомендательных систем.

В основе работы платформы лежит анализ пользовательских оценок, истории взаимодействий с медиаконтентом и предпочтений по категориям. Ключевым элементом системы является алгоритм коллаборативной фильтрации, который позволяет выявлять пользователей со сходными интересами и использовать их оценки для формирования персонализированных рекомендаций. Такой подход особенно целесообразен в медиасреде, где пользовательские реакции на контент выступают основным источником информации о предпочтениях.

Одним из важнейших компонентов инфраструктуры является административная панель, которая обеспечивает целостность данных и устойчивость системы к некорректным действиям. С её помощью выполняется наполнение медиакаталога, редактирование метаданных, управление пользовательскими правами и контроль контента.

Центром взаимодействия с системой для конечного пользователя является персональный профиль. Это динамически формируемое пространство отражает историю просмотров, рейтинги, созданные подборки и предпочтения. Возможность кастомизации, ведения личных коллекций и рефлексии над собственной активностью не только увеличивает вовлеченность, но и формирует осознанное взаимодей-

ствие с платформой, превращая её из инструмента в персонализированную медиасреду.

Для поддержания базы медиа в актуальном состоянии в системе используется автоматизированный контур сбора и обработки данных. Его основу составляют Python-скрипты [7], которые парсят авторитетные открытые источники — специализированные базы по кино, компьютерным играм, литературе и аниме. В основе сценариев парсинга лежит сочетание правил извлечения и текстовой обработки данных. Правила извлечения используются для выделения из веб-страниц структурированных полей, таких как название, жанр, рейтинг, дата выпуска и описание. Элементы обработки естественного языка применяются на этапе нормализации текстовых данных: удаления служебных символов, унификации жанровых обозначений, приведения названий к единому виду и устранения дублирующихся записей. Такой подход позволяет преобразовать неструктурированные данные в формат, пригодный для загрузки в основную базу и последующего использования в рекомендательной подсистеме. Подобная организация процесса устраняет необходимость ручного ввода, обеспечивает своевременное обновление базы и значительно повышает эксплуатационную надёжность системы.

На первом этапе система определяет и сортирует источники информации, с которыми предстоит работать. Для минимизации простоев задействуются механизмы обработки сбоев: если возникают проблемы с сетью или источник временно недоступен, система автоматически повторяет попытки соединения.

После того как сырые данные успешно загружены, наступает их обработка. Информация проходит несколько стадий: очищается от лишнего, приводится к единому стандарту и проверяется на достоверность. Данный процесс необходим для того, чтобы данные соответствовали требованиям системы и были готовы к помещению в основную базу. Как именно выстроена эта последовательность действий, наглядно демонстрирует рис. 2.

Далее приведено описание основных функциональных блоков, входящих в контекст модулей системы.

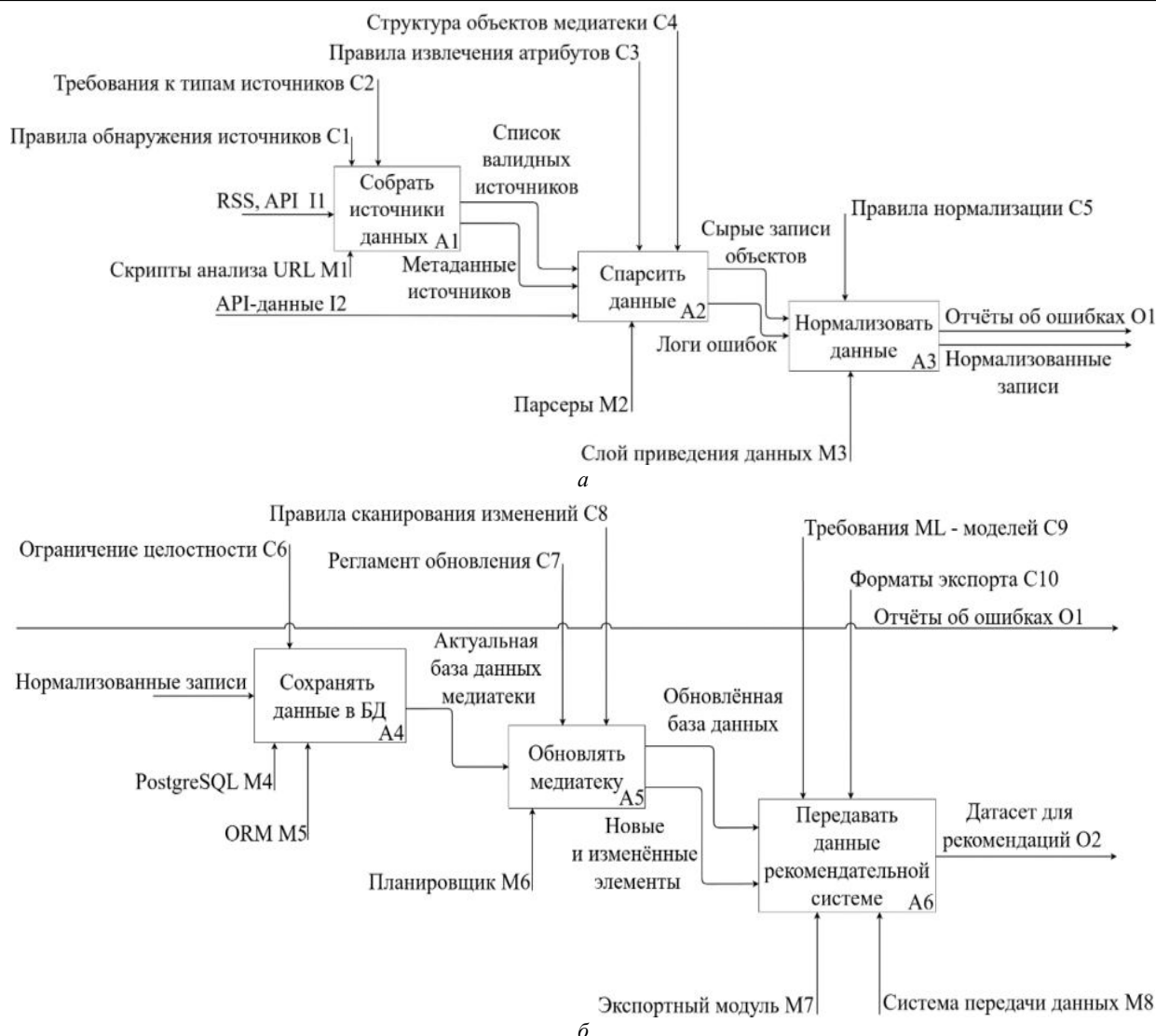


Рис. 2. Детализированная схема работы модуля парсинга (а – начало, б – конец)

1. Функциональный блок «A1. Собрать источники данных». Этот блок отвечает за получение актуальных ссылок и метаданных из открытых онлайн-баз фильмов, игр, книг и аниме. Система формирует список URL-адресов, с которых в дальнейшем извлекаются сведения о медиаконтенте.

2. Функциональный блок «A2. Спарсить данные». На этом этапе выполняется автоматический сбор информации с веб-страниц. Python-скрипты анализируют HTML-разметку, извлекая ключевые атрибуты – название, жанр, рейтинг, дату выпуска и описание.

3. Функциональный блок «A3. Нормализовать данные». После парсинга полученные данные проходят обработку: удаляются дубликаты, устраняются ошибки форматирования, приводятся к единой структуре и кодировке. Это обеспечивает целостность информации в базе.

4. Функциональный блок «A4. Сохранять данные в БД». Структурированные записи сохраняются в базе данных PostgreSQL [8]. Для удобства используется ORM-модель, что упрощает взаимодействие

и поддерживает согласованность данных при обновлениях.

5. Функциональный блок «A5. Обновлять медиатеку». Этот блок отвечает за периодическую проверку источников и автоматическое добавление новых элементов. Таким образом, медиатека всегда содержит актуальные данные без необходимости ручного редактирования.

6. Функциональный блок «A6. Передавать данные рекомендательной системе». На последнем этапе данные передаются в рекомендательную подсистему. Информация о жанрах, рейтингах и пользовательских отзывах используется для построения персональных рекомендаций и дальнейшего анализа интересов пользователей.

Механизм формирования рекомендаций

Можно выделить следующие шаги алгоритма:

После авторизации в приложении пользователь получает доступ к коллекции фильмов, сериалов, книг, аниме и видеоигр. Для сокращения времени выбора система формирует персонализированные подборки. Основу рекомендательной подсистемы со-

ставляет коллаборативная фильтрация (Collaborative Filtering), базирующаяся на принципе сходства пользовательских предпочтений [3–6].

На начальном этапе, когда у системы ещё недостаточно данных о предпочтениях нового пользователя, рекомендации формируются на основе наиболее популярного и высоко оценённого контента на платформе.

1. На первом этапе система анализирует выставленные пользователем оценки с целью формирования детального профиля пользовательских интересов.

2. На втором этапе система осуществляет поиск пользователей, имеющих сходные профили, вычисляя степень их соответствия на основании вычисления специальной математической меры – косинусного сходства (1).

$$\text{similarity}(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{\sum_{i=1}^n A_i \cdot B_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^n A_i^2} \times \sqrt{\sum_{i=1}^n B_i^2}}, \quad (1)$$

где $\text{similarity}(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ – мера косинусного сходства между пользователями A и B , значение в диапазоне от -1 до 1 , где 1 означает полное совпадение предпочтений; $\mathbf{A}$ – вектор оценок текущего пользователя; $\mathbf{B}$ – вектор оценок другого пользователя из системы; i – конкретный объект контента (фильм, книга и т.д.); n – общее количество объектов, которые оценили оба пользователя.

Система анализирует найденных пользователей со схожими предпочтениями и отбирает контент, который они высоко оценили, но который ещё не знаком нашему пользователю.

Параллельно приложение учитывает и конкретные интересы пользователя, анализируя предпочитаемые им жанры и категории. Этот подход, основанный на содержании контента, создает гибридную систему: она не просто опирается на мнение похожих людей, но и тонко настраивается под уникальные предпочтения каждого.

Такой подход позволяет частично снизить влияние проблемы холодного старта и недостатка пересечений по оценкам, поскольку при нехватке пользовательских данных рекомендации дополняются информацией о предпочтительных жанрах и категориях контента.

Контуры алгоритмического обеспечения

Алгоритмическое обеспечение платформы включает два взаимосвязанных контура. Первый контур отвечает за подготовку данных: сбор сведений из открытых источников, очистку, нормализацию, устранение дубликатов и актуализацию медиатеки. Его результатом является согласованный каталог объектов, пригодный для последующей аналитической обработки.

Второй контур связан с формированием рекомендаций. На его вход поступают пользовательские оценки, история взаимодействий и категориальные предпочтения, а на выходе формируется ранжирован-

ный список объектов. При этом вычисление сходства пользователей по формуле (1), описанное в предыдущем разделе, выступает центральным шагом рекомендательного контура, а учёт жанров и типов контента используется как механизм повышения устойчивости рекомендаций при разреженности данных.

Тем самым алгоритмическое обеспечение охватывает полный цикл обработки данных – от подготовки медиатеки до выдачи рекомендаций, а рекомендательный механизм из предыдущего раздела является его ключевым, но не единственным компонентом.

Сравнение с существующими решениями

Сравнение разрабатываемой платформы целесообразно проводить как с косвенными, так и с частично прямыми аналогами. На основе изучения сервисов была составлена сравнительная таблица. В нее включены «КиноПоиск», «IMDb», «Amazon Prime Video» и TasteDive. Первые три сервиса отражают различные модели медиасервисов с рекомендациями, тогда как TasteDive включён в сравнение как тематически близкий сервис, позволяющий подбирать фильмы, сериалы, книги, музыку и игры в рамках единого интерфейса.

Критерии оценивания:

«+» – 1 балл, система полностью удовлетворяет данному требованию;

«+/-» – 0,5 балла, система частично удовлетворяет данному требованию;

«-» – 0 баллов, система не удовлетворяет данному требованию.

Результаты сравнения систем

Критерий	КиноПоиск	IMDb	Amazon Prime Video	TasteDive
Географическая доступность	+	–	–	+/-
Русский язык интерфейса	+	–	+/-	–
Наличие отдельного раздела рекомендаций	+/-	+	–	+/-
Автоматическая персонализированная рекомендация	+/-	+	+/-	–
Возможность ручной астройки предпочтений	+	+	+	+/-
Навигация (интерфейс)	+	+	+/-	+/-
Логическая структура меню	+	+/-	+	+/-
Отсутствие рекламы в бесплатной версии	–	+/-	–	+/-
Наличие бесплатного доступа	+	+	–	+
Гибкость подписки	+	–	+/-	–
Результат	8,0	6,0	4,0	4,0

Состав критериев сравнения сформирован с учётом целей разрабатываемой системы. Включены общие пользовательские характеристики и признаки, непосредственно связанные с рекомендательной подсистемой: географическая доступность; русскоязычная локализация интерфейса; отдельный раздел рекомендаций; автоматическая персонализированная рекомендация и возможность ручной настройки предпочтений.

Такой подход позволяет сопоставить аналоги не только как медиасервисы в целом, но и как решения, поддерживающие персонализацию пользовательского опыта.

Результаты сравнения показывают, что сильные стороны частичных аналогов связаны либо с развитой локализацией и адаптацией под российскую аудиторию («КиноПоиск»), либо с масштабом базы медиаданных и механизмами пользовательских оценок («IMDb»), либо с интеграцией рекомендаций в потоковый сервис («Amazon Prime Video»). Включение в сравнение TasteDive позволяет дополнительно сопоставить предлагаемое решение с сервисом, поддерживающим подбор сходного контента разных типов в единой среде.

Вместе с тем TasteDive не следует рассматривать как полный прямой аналог предлагаемой платформы. Его рекомендации в большей степени строятся как подбор похожих объектов по выбранной позиции, а не как развитая персонализированная система, опирающаяся на целостный пользовательский профиль, историю взаимодействий и совокупность оценок. Поэтому TasteDive корректно трактовать как тематически близкий сервис, демонстрирующий востребованность единой рекомендательной среды для разных типов медиаконтента, но не реализующий в полной мере ту степень персонализации, которая закладывается в проектируемую платформу.

Принцип работы платформы

Архитектура платформы построена по клиент-серверной схеме и служит основой для функционирования рекомендательной подсистемы. Клиентская часть обеспечивает взаимодействие пользователя с медиатекой, отображение рекомендаций и фиксацию действий пользователя. Серверная часть отвечает за хранение данных, обработку пользовательских запросов и запуск алгоритма формирования рекомендаций.

Такая организация позволяет объединить сбор пользовательских сигналов, актуализацию медиакаталога и персонализированную выдачу контента в рамках единой системы. Следовательно, архитектурные решения в работе рассматриваются как средство обеспечения рекомендательного механизма, а не как самостоятельная цель разработки. Схема архитектуры системы представлена на рис. 3.

С технологической точки зрения клиентская часть платформы будет реализована на Flutter [9, 12–15], что обеспечит кроссплатформенность и адаптацию интерфейса под мобильные устройства. Серверная часть проектируется на основе Serverpod [10] – backend-фреймворка для экосистемы Flutter/Dart,

позволяющего реализовать API, бизнес-логику и взаимодействие с базой данных в едином технологическом стеке.

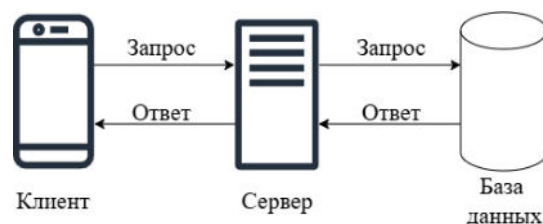


Рис. 3. Архитектура системы

Интерфейс приложения разработан в соответствии с принципами Material Design, обеспечивая визуальную консистентность, удобную навигацию и адаптивность под различные размеры экранов. Комбинация Flutter и Serverpod позволяет реализовать устойчивую клиент-серверную платформу, в которой рекомендательная подсистема интегрирована в общий цикл работы с медиаконтентом.

Схема вычислительного эксперимента

Для последующей верификации предложенного решения целесообразно провести вычислительный эксперимент в двух взаимосвязанных направлениях. Во-первых, должна быть проверена собственно рекомендательная подсистема на исторических пользовательских данных. Для этого массив оценок и взаимодействий разделяется на обучающую и тестовую выборки, после чего качество выдачи сопоставляется с базовыми подходами: рекомендацией по популярности и вариантом без учёта категориальных предпочтений. Основными метриками предлагается использовать $Precision@K$, $Recall@K$, $NDCG@K$ и покрытие рекомендаций; для сценариев холодного старта дополнительно анализируется качество рекомендаций для пользователей с малым числом оценок [5].

Во-вторых, должен быть оценён архитектурный контур платформы: среднее время формирования рекомендаций, время ответа API, устойчивость работы при росте числа запросов и полнота обновления медиатеки после очередного цикла парсинга. Целевым состоянием эксперимента является подтверждение того, что гибридизация коллаборативной фильтрации с учётом категориальных предпочтений повышает качество топ-N-рекомендаций по сравнению с базовыми схемами, а архитектура платформы обеспечивает приемлемое время отклика и воспроизводимое обновление данных.

Заключение

В результате работы спроектированы архитектурная схема платформы персонализированных рекомендаций медиаконтента и механизм формирования рекомендаций на основе коллаборативной фильтрации. Предложенное решение ориентировано на использование пользовательских оценок, истории взаимодействий и явных предпочтений для формирования персонализированных подборок.

В ходе исследования показано, что применение коллаборативной фильтрации является обоснованным для рассматриваемой предметной области,

поскольку позволяет использовать коллективный опыт пользователей при формировании рекомендаций. Дополнительный учёт категориальных предпочтений пользователя повышает устойчивость работы системы в условиях недостатка данных на начальном этапе.

На текущем этапе работа носит проектно-алгоритмический характер: сформулированы структура платформы, логика подготовки данных и схема рекомендательной подсистемы. Для количественного подтверждения эффективности предложенного решения в дальнейшем должен быть проведён вычислительный эксперимент по схеме, изложенной в предыдущем разделе, с оценкой как качества рекомендаций, так и эксплуатационных характеристик архитектуры.

Перспективы дальнейшего развития связаны с расширением набора пользовательских сигналов, совершенствованием алгоритма ранжирования, реализацией полнофункционального программного прототипа и экспериментальной проверкой качества рекомендаций на реальных сценариях использования.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России; проект FEWM-2026-0011.

Литература

1. Тарамов А.А. Рекомендующие системы для информационной поддержки водителя: анализ состояния исследований / А.А. Тарамов, Н.Г. Шилов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 68–74. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-68-74.
2. Катаев М.Ю. Структура информационной рекомендательной системы поддержки принятия решений при оказании услуг государственным учреждением / М.Ю. Катаев, Н.В. Лосева, Л.А. Булышева // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 83–87. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-83-87.
3. Roy D. A systematic review and research perspective on recommender systems / D. Roy, M. Dutta // Journal of Big Data. – 2022. – Vol. 9. – Art. 59. DOI: 10.1186/s40537-022-00592-5.
4. Afoudi Y. Hybrid recommendation system combined content-based filtering and collaborative prediction using artificial neural network / Y. Afoudi, M. Lazaar, M. Al Achhab // Simulation Modelling Practice and Theory. – 2021. – Vol. 113. – Art. 102375. DOI: 10.1016/j.simpat.2021.102375.
5. Zangerle E. Evaluating recommender systems: Survey and framework / E. Zangerle, C. Bauer // ACM Computing Surveys. – 2022. – Vol. 55, No. 8. – Art. 170. – P. 1–38. DOI: 10.1145/3556536.
6. Panteli A. Addressing the cold-start problem in recommender systems based on frequent patterns / A. Panteli, B. Boutsinas // Algorithms. – 2023. – Vol. 16, No. 4. – Art. 182. DOI: 10.3390/a16040182.
7. Python documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://docs.python.org/> (дата обращения: 16.04.2026).
8. PostgreSQL: Documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.postgresql.org/docs/> (дата обращения: 16.04.2026).
9. Flutter documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://docs.flutter.dev/> (дата обращения: 16.04.2026).
10. Serverpod documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://docs.serverpod.dev/> (дата обращения: 6.04.2026).
11. Lercher A. Microservice API evolution in practice: A study on strategies and challenges / A. Lercher, J. Glock, C. Macho, M. Pinzger // Journal of Systems and Software. – 2024. – Vol. 215. – Art. 112110. DOI: 10.1016/j.jss.2024.112110.
12. Material Design 3 [Электронный ресурс]. – URL: <https://m3.material.io/> (дата обращения: 17.04.2026).
13. Чуриков Е.А. Сравнение современных средств разработки мобильных приложений / Е.А. Чуриков, Т.В. Зудилова, И.В. Ананченко, Н.А. Осипов, С.Е. Иванов, И.С. Осетрова // Современные наукоемкие технологии. – 2022. – № 12. – С. 82–87. DOI: 10.17513/snt.39441.
14. Souha A. Comparative analysis of mobile application frameworks: A developer's guide for choosing the right tool / A. Souha, L. Benaddi, C. Ouaddi, A. Jakimi // Procedia Computer Science. – 2024. – Vol. 236. – P. 597–604.
15. Oliveira W. Analyzing the resource usage overhead of mobile app development frameworks / W. Oliveira, B. Moraes, F. Castor, J.P. Fernandes // EASE '23: Proceedings of the 27th International Conference on Evaluation and Assessment in Software Engineering. – University of Oulu, Finland: ACM, 2023. – P. 152–161. DOI: 10.1145/3593434.3593487.

Мелехов Никита Александрович

Магистрант каф. автоматизации обработки информации (АОИ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7-999-440-08-30
Эл. почта: melekhov206@gmail.com

Якименко Вячеслав Сергеевич

Магистрант каф. АОИ ТУСУРа
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7-923-432-07-49
Эл. почта: slava.yakimenko.2015@gmail.com

Сенченко Павел Васильевич

Канд. техн. наук, доцент, декан фак-та систем управления ТУСУРа
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7 (382-2) 70-15-46
Эл. почта: pvs@tusur.ru

Поступила в редакцию: 26.11.2025.

Принята к публикации: 28.04.2026.

Melekhov N.A., Yakimenko V.S., Senchenko P.V.

Platform for Personalized Media Content Recommendations Based on Collaborative Filtering

Relevance. The growing volume of digital media content exacerbates the problem of information overload and complicates the selection of relevant items for the user. **The purpose of the study** is to design a personalized media content recommendation platform focused on movies, TV series, books, anime, and video games. **Methods.** The study employs collaborative filtering based on cosine similarity of users, categorical preference analysis, as well as methods for designing client-server architecture, collecting and normalizing media data. **Novelty.** A unified recommendation environment for different types of media content is proposed, where recommendations are generated considering both the similarity of user ratings and

explicit genre and categorical preferences in cases of data scarcity. **Results.** The platform architecture, recommendation generation mechanism, media data preparation framework, and computational experiment design for evaluating the quality of recommendations and server-side characteristics were developed. **Practical significance.** The proposed solution can be used as the basis for a cross-platform service for personalized media content selection.

Keywords: recommendation system, media content, personalization, collaborative filtering, user preferences, mobile application, Flutter, Serverpod, client-server architecture.

Funding. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Education and Science of Russia; project FEWM-2026-0011.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-95-101

References

1. Taramov A.A., Shilov N.G. [Recommender Systems for Driver Information Support: State-of-the-Art Review]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2018, vol. 21, no. 2, pp. 68–74. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-68-74 (in Russ.).
2. Kataev M.Yu., Loseva N.V., Bulyševa L.A. [Structure of an Information Recommender System for Decision Support in the Provision of Services by a Public Institution]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2018, vol. 21, no. 2, pp. 83–87. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-2-83-87 (in Russ.).
3. Roy D., Dutta M. A Systematic Review and Research Perspective on Recommender Systems. *Journal of Big Data*, 2022, vol. 9, art. 59. DOI: 10.1186/s40537-022-00592-5.
4. Afoudi Y., Lazaar M., Al Achhab M. Hybrid Recommendation System Combined Content-Based Filtering and Collaborative Prediction Using Artificial Neural Network. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2021, vol. 113, art. 102375. DOI: 10.1016/j.simpat.2021.102375.
5. Zangerle E., Bauer C. Evaluating Recommender Systems: Survey and Framework. *ACM Computing Surveys*, 2022, vol. 55, no. 8, pp. 1–38. DOI: 10.1145/3556536.
6. Panteli A., Boutsinas B. Addressing the Cold-Start Problem in Recommender Systems Based on Frequent Patterns. *Algorithms*, 2023, vol. 16, no. 4, art. 182. DOI: 10.3390/a16040182.
7. Python documentation. Available at: <https://docs.python.org/> (accessed: 16 April 2026).
8. PostgreSQL: Documentation. Available at: <https://www.postgresql.org/docs/> (accessed: 16 April 2026).
9. Flutter documentation. Available at: <https://docs.flutter.dev/> (accessed: 16 April 2026).
10. Serverpod documentation. Available at: <https://docs.serverpod.dev/> (accessed: 16 April 2026).
11. Lercher A., Glock J., Macho C., Pinzger M. Micro-service API Evolution in Practice: A Study on Strategies and Challenges. *Journal of Systems and Software*, 2024, vol. 215, art. 112110. DOI: 10.1016/j.jss.2024.112110.
12. Material Design 3. Available at: <https://m3.material.io/> (accessed: 17 April 2026).
13. Churikov E.A., Zudilova T.V., Ananchenko I.V., Osipov N.A., Ivanov S.E., Osetrova I.S. [Comparison of Modern Mobile Application Development Tools]. *Modern High Technologies*, 2022, no. 12, pp. 82–87. DOI: 10.17513/snt.39441 (in Russ.).
14. Souha A., Benaddi L., Ouaddi C., Jakimi A. Comparative Analysis of Mobile Application Frameworks: A Developer's Guide for Choosing the Right Tool. *Procedia Computer Science*, 2024, vol. 236, pp. 597–604.
15. Oliveira W., Moraes B., Castor F., Fernandes J.P. Analyzing the Resource Usage Overhead of Mobile App Development Frameworks. EASE '23: Proceedings of the 27th International Conference on Evaluation and Assessment in Software Engineering, University of Oulu, Finland, ACM, 2023, pp. 152–161. DOI: 10.1145/3593434.3593487.

Nikita A. Melekhov

Master's Student, Department of Automation of Information Processing (AOI)
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
74, Vershinina St., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7-999-440-08-30
Email: melekhov206@gmail.com

Vyacheslav Sergeevich Yakimenko

Master's Student, Department of AOI TUSUR
74, Vershinina St., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7-923-432-07-49
Email: slava.yakimenko.2015@gmail.com

Pavel Vasilievich Senchenko

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
Dean of the Faculty of Control Systems TUSUR
74, Vershinina St., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7 (382-2) 70-15-46
Email: pvs@tusur.ru

Received: 26.11.2025.

Accepted: 28.04.2026.

УДК 004.422.81

Шифр специальности: ВАК 2.3.4

Ю.П. Ехлаков, Т.С. Симонов, А.Г. Тишаева

Методика информационной поддержки управления личностным благополучием сотрудника ИТ-компания

Актуальность. Выгорание сотрудников является распространенным риском ИТ-компаний. На данный момент проблема управления рисками рассматривается либо с точки зрения влияния рискообразующих факторов на параметры проекта, либо с позиции психологического благополучия. **Цель исследования.** Разработка методики информационной поддержки управления личностным благополучием сотрудника с учетом рискообразующих факторов ИТ-проектов. **Методы.** Методика основывается на оригинальной семантической модели управления личностным благополучием сотрудников с учетом рисков их профессиональной деятельности. Субъектами данного процесса являются сотрудник, HR-менеджер, менеджер проекта и психолог. В качестве индикаторов уровня благополучия используются такие характеристики, как стресс, тревожность, депрессия и выгорание, включая его компоненты. Анализ связи рискообразующих факторов с характеристиками благополучия проводится с помощью корреляций Спирмена. Корреляционные связи учитываются при оценке критичности влияния факторов риска. **Научная новизна.** В работе предложена оригинальная семантическая сеть информационной поддержки сотрудников, получены первичные данные о влиянии рискообразующих факторов на выгорание. **Результаты.** Разработанная методика положена в основу программной системы «Одеяло». Экспериментальное исследование прототипа системы проведено на выборке из 53 сотрудников ИТ-компаний. Проведено анкетирование по факторам риска и тестирование по выгоранию и его отдельным компонентам. Представлены результаты: персональных оценок выгорания системного аналитика и junior backend-разработчика; анализа взаимосвязей критичности рискообразующих факторов с коэффициентами корреляции Спирмена компонентов выгорания по выборке в целом. Приведены рекомендации по сокращению влияния критичности рискообразующих факторов на компоненты выгорания. **Практическая значимость.** В дальнейшем практическая реализация методики может быть использована HR-менеджерами и корпоративными психологами для анализа психологического состояния сотрудников с учетом проектных рисков.

Ключевые слова: риски ИТ-проектов, личностное благополучие, профессиональное выгорание, информационная система, рискообразующие факторы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-102-113

Введение

Разработка программных продуктов относится к высокорискованному бизнесу. Успех работы ИТ-компания во многом зависит от слаженной работы команды проекта и ее отдельных сотрудников. Поэтому своевременный анализ и оценка психологического состояния сотрудников с учетом рисков, влияющих на эффективность профессиональной деятельности, является важнейшей задачей. Актуальность этой проблемы подтверждается множеством отечественных и зарубежных стандартов, регулирующих процессы риск-менеджмента [1–3], и множеством работ, посвященных управлению рисками при реализации программных проектов [4–6].

В рамках классического подхода задача, как правило, сводится к определению вероятности возникновения и степени влияния рискообразующих факторов на результат проекта, а также к выбору стратегии и перечня мероприятий, изменяющих эти характеристики. Перечень мероприятий, как правило, включает работы, непосредственно связанные с разработкой программного продукта, процессами управления содержанием, сроками и стоимостью программного проекта [7–11]. Однако эффективность риск-менеджмента в ИТ-компаниях зависит также и от психологического состояния отдельных сотрудников. Это подтверждается исследованиями, представленными в работе [12], где показано превалирование социальных и

компетентностных рискообразующих факторов над технологическими.

В данной работе социальные проблемы сотрудника ИТ-компания при выполнении им профессиональной деятельности будем рассматривать с позиции благополучия. В литературе существуют различные определения благополучия и соответствующие им структурные модели. Согласно работе [13], личностное благополучие сотрудника – это взаимосвязь внешних, психологических, межличностных и субъективно-личностных компонентов, отражающая позитивное состояние человека как личности.

Результаты исследования [14] показывают, что следующие компоненты выгорания являются основными психологическими факторами снижения профессионального благополучия у ИТ-специалистов: большой объем коммуникативной нагрузки; эмоциональное истощение; непонимание перспектив профессионального развития (редукция профессиональных достижений) на текущем месте работы.

Авторы [15] изучили офисную среду и параметры профессионального опыта как предикторы профессионального выгорания у специалистов ИТ-индустрии.

В работе [16] представлены три группы детерминант выгорания ИТ-специалистов: профессиональные, организационные, личностные. На организационные факторы, которые также могут быть причиной

профессионального стресса, предлагается обращать внимание и в работе [17].

Таким образом, на сегодняшний день в литературе проблемы риск-менеджмента рассматриваются в двух направлениях, практически не связанных между собой. С одной стороны, исследователи рассматривают управление рисками проекта с точки зрения их влияния на такие параметры, как сроки и бюджет проекта. С другой стороны, психологи изучают благополучие сотрудника в процессе его профессиональной деятельности с точки зрения компонентов его психологического статуса.

В развитие этих направлений в работе предлагается подход к исследованию влияния рискообразующих факторов на компоненты психологического статуса сотрудника в процессе его профессиональной деятельности.

Семантическая модель информационной поддержки управления благополучием сотрудника

Под управлением благополучием сотрудника понимается следующая последовательность действий: анкетирование с целью оценки психологического состояния, анализ причин и факторов, определяющих состояние, и разработка мер по улучшению психоло-

гического состояния и благополучия. В формализованном виде методику предлагается представить в виде семантической сети $S = (I, D)$. I – множество объектов, субъектов и понятий, которые определяют элементы программы благополучия. D – множество связей, раскрывающих отношения между ними, выраженные в глагольной форме (рис. 1). Компоненты сети определены в ходе интервью с 14 специалистами по управлению персоналом. Термины и определения, раскрывающие содержание элементов сети, представлены в табл. 1.

В данной работе будем учитывать следующие показатели снижения благополучия: стресс, тревожность, депрессию и выгорание [18]. Стресс – это неспецифический ответ организма на любое предъявляемое ему требование. Исследователи выделяют эустресс (полезный или конструктивный) и дистресс (вредный или деструктивный).

Тревожность – эмоциональный дискомфорт, причиной которого являются опасность, ожидание неблагоприятного исхода событий. Депрессия – аффективное состояние, характеризующееся отрицательным эмоциональным фоном, изменениями мотивационной сферы, когнитивных представлений и общей пассивности поведения.

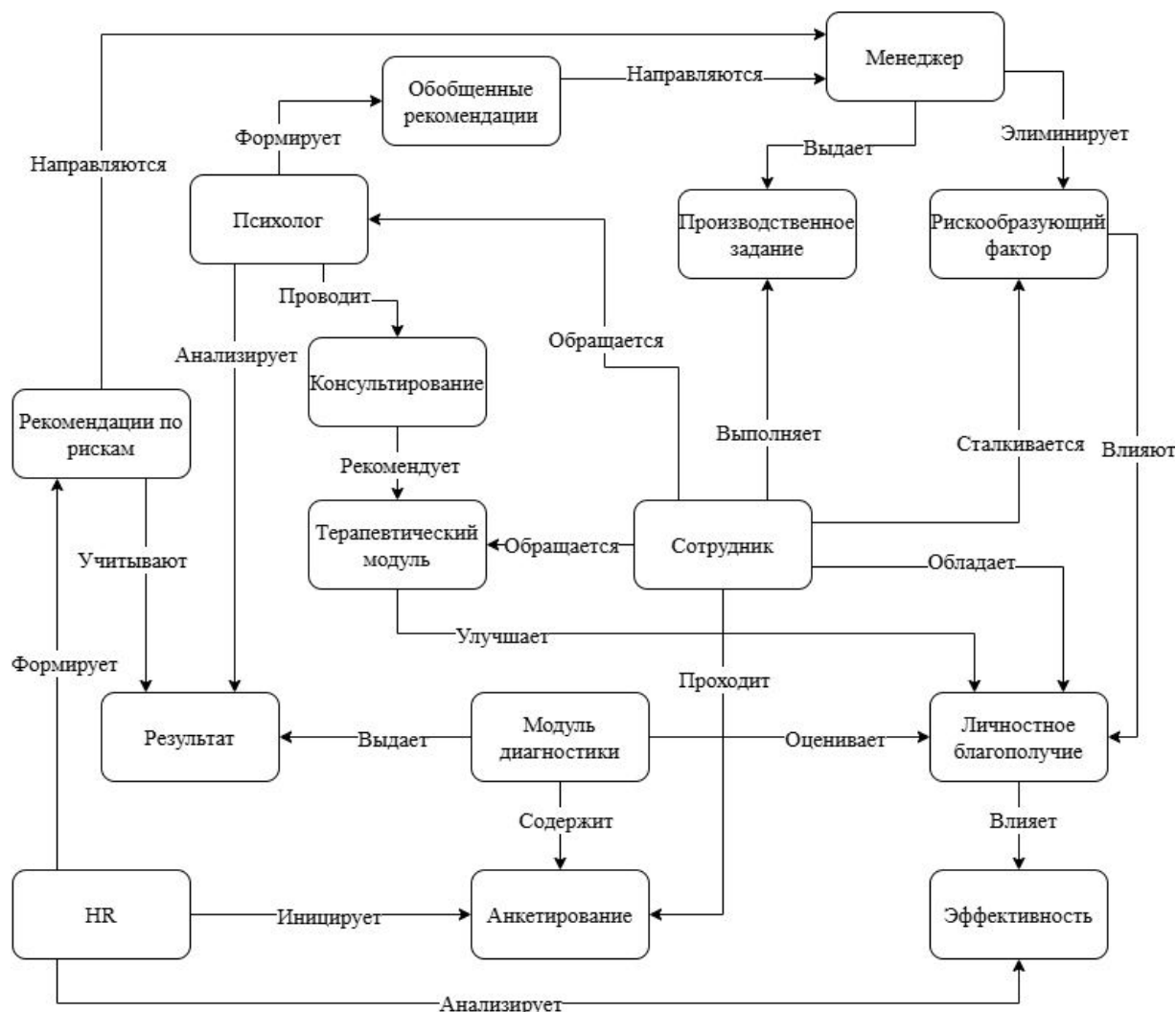


Рис. 1. Семантическая сеть информационной поддержки управления благополучием сотрудника

Описание элементов семантической сети

Элемент	Описание
Модуль диагностики	Модуль программной системы «Одеяло», включающий в себя психологические тесты, интеллектуальные модели и перечень рискообразующих факторов, определяющие психологическое состояние сотрудника
Менеджер -проекта	Специалист, который профессионально занимается управлением программными проектами
HR-менеджер	Специалист, ответственный за управление человеческими ресурсами внутри организации, включая психологический климат коллектива
Сотрудник	Специалист в области программной инженерии
Производственное задание	Перечень задач, нацеленных на получение определенных результатов за определенные сроки
Рискообразующий фактор	Условия, влияющие на качество выполнения производственных заданий и психологическое состояние сотрудника
Личностное благополучие	Взаимосвязь внешних, психологических, межличностных и субъективно-личностных компонентов, отражающих позитивное состояние человека как личности
Психолог	Специалист, который поддерживает людей в трудных жизненных ситуациях, кризисных моментах, с помощью психотерапии или психологического консультирования
Результат	Численные значения по шкалам, измеряющим критичность рискообразующих факторов психологического состояния сотрудника (выгорание, стресс, тревогу, депрессию и т.д.)
Обобщенные рекомендации	Рекомендации по профилактическим мерам для улучшения психологического состояния сотрудников на основании отчета о характеристиках благополучия сотрудников
Консультирование	Профессиональная помощь сотруднику в преодолении психологических трудностей
Терапевтический модуль	Модуль программной системы «Одеяло», включающий в себя теоретические материалы, обучающие и терапевтические упражнения, направленные на улучшение психологического состояния
Анкетирование	Процесс прохождения психологических тестов и опросников по рискообразующим факторам, предназначенный для оценки компонентов личностного благополучия сотрудника
Эффективность	Способность сотрудника справляться с полученным заданием в установленный срок при соответствии стандартам качества
Рекомендации по рискам	Рекомендации по организационным изменениям для улучшения психологического состояния сотрудников на основании отчета о критичности рискообразующих факторов

Выгорание – связанное с работой состояние истощения, характеризующееся крайней усталостью, сниженной способностью к регулированию когнитивных и эмоциональных процессов, а также эмоциональной отстраненностью от работы [19].

В процесс управления личностным благополучием сотрудника, как правило, вовлечены менеджер проекта, HR-менеджер и психолог. Менеджер делегирует сотруднику производственное задание. В соответствии с правилом «железного треугольника» [20], эффективность выполнения задания можно оценить по следующим показателям: соблюдение сроков, стоимости и качества. Отклонение этих показателей от плановых значений может быть вызвано наступлением неблагоприятных событий.

Рискообразующие факторы, влияющие на благополучие сотрудника

При выполнении производственного задания сотрудник может столкнуться с событиями, наступление которых отрицательно сказывается на эффективности выполнения задания (нарушение сроков, рост стоимости и снижение качества) [21]. В соответствии с теорией риск-менеджмента, такие события принято называть рисками, а причины проявления каждого из событий – рискообразующими факторами.

Для систематизации рискообразующих факторов, влияющих на благополучие сотрудника при выполнении им производственного задания, будем использовать модель системной деятельности: «объект, субъект и средства деятельности» [22]. В соответ-

ствии с данной моделью множество рискообразующих факторов предлагается распределить по трем категориям. Первая группа – факторы, которые могут возникнуть при взаимодействии сотрудника с другими субъектами: руководителем проекта, командой проекта, представителями заказчика и пользователями. Вторая группа: факторы, связанные с объектом деятельности – производственным заданием. Третья группа – факторы, связанные со средствами деятельности, такими как инструментальные средства проектирования и разработки.

База данных рискообразующих факторов сформирована на основании анализа универсальных реестров рисков ИТ-проектов, представленных в работах [21, 23] и специализированной литературы по организационной психологии [24, 25]. В табл. 2 представлены примеры рискообразующих факторов и последствий их влияния на психологическое состояние сотрудника.

Частота проявления рискообразующих факторов, влияющих на благополучие, оценивается сотрудником по предлагаемой шкале интервалов (табл. 3).

Измерительные шкалы оценки рискообразующих факторов и психологического состояния

При снижении эффективности профессиональной деятельности сотрудников HR-менеджер инициирует анкетирование с целью оценки психологического состояния и выявления причин снижения благополучия. Анкетирование проводится с помощью модуля диагностики программной системы «Одеяло».

Таблица 2

Рискообразующие факторы и последствия их влияния	
Рискообразующий фактор	Последствия
Необходимость вносить значительные изменения в проект на поздних стадиях разработки	Дополнительные затраты на исправление ошибок; раздражительность и нервозность; негативные переживания, связанные с неудовлетворительностью заказчика, партнеров, клиентов
Несоответствующая ожиданиям зарплата	Неудовлетворенность результатами своей деятельности; нарушение эмоционального равновесия; потеря мотивации и интереса; снижение самооценки; небрежность
Задания, для которых не хватает компетенций	Неудовлетворенность результатами своей деятельности; дополнительные затраты на исправление ошибок; нарушение эмоционального равновесия; чувство собственной неполноценности; снижение самооценки
Слишком простые рутинные задания	Утомление; снижение внимания; потеря мотивации и интереса; небрежность; скука
Использование устаревших технологий при работе над проектом	Дополнительные затраты на исправление ошибок; нарушение эмоционального равновесия

Таблица 3

Частота проявления рискообразующих факторов		
Частота	Оценка	Интервалы
Никогда	1	[0,25; 0,4]
Редко	2	[0,4; 0,6]
Часто	3	[0,6; 0,8]
Регулярно	4	Более 0,8

Для оценки психологического статуса сотрудника используется опросник «Шкала депрессии, тревоги и стресса» (DASS-21), адаптированный на русский язык в работе [26]. Шкала стресса в опроснике чувствительна к хроническому неспецифическому возбуждению и диагностирует трудности с расслаблением, нервное возбуждение и раздражительность.

Шкала тревоги оценивает вегетативное возбуждение, напряжение скелетных мышц, ситуативную тревогу и субъективный опыт переживания тревожных состояний. Шкала депрессии измеряет такие психические состояния и переживания, как дисфория, безнадежность, обесценивание жизни, самоуничижение и апатия. Каждая шкала содержит по семь вопросов.

Всего опросник включает 21 утверждение о состоянии респондента, каждое из которых оценивается по четырехбалльной шкале Лайкерта (табл. 4). Границы областей значений в табл. 5 основываются на рекомендациях, предложенных Ловибондом в работе [26].

Таблица 4

Шкала оценки согласия респондента с утверждениями опросника DASS-21	
Частота проявления состояния	Оценка в баллах
Никогда	0
Редко	1
Часто	2
Почти всегда	3

Таблица 5

Градации оценки психологического статуса сотрудника		
Параметр	Уровень	Значения
Стресс	Норма	0–7
	Низкий	8–9
	Умеренный	10–12
	Высокий	13–16
	Очень высокий	17–21
Тревога	Норма	0–3
	Низкий	4–5
	Умеренный	6–7
	Высокий	8–9
	Очень высокий	10–21
Депрессия	Норма	0–4
	Низкий	5–6
	Умеренный	7–10
	Высокий	11–13
	Очень высокий	14–21

Для оценки уровня выгорания сотрудника и его компонентов применяется русскоязычная версия Инструмента оценки профессионального выгорания (ВАТ) [19]. Опросник оценивает следующие компоненты выгорания: истощение – чувство усталости, опустошенности, потери энергии; внутреннее дистанцирование, выражающееся в избегании рабочих задач и контактов, циничном отношении к работе; эмоциональные затруднения – нарушения эмоциональной регуляции, раздражительность, чувство подавленности и разочарования; когнитивные затруднения – ухудшение когнитивных способностей в виде рассеянности, забывчивости, трудности усвоения новой информации. Также оцениваются вторичные симптомы – симптомы психологического (чувства тревоги и напряжения, нарушения сна и пищевого поведения) и психосоматического дистресса (головные и мышечные боли, недомогание).

ВАТ содержит 33 утверждения о состоянии респондента, каждое оценивается по пятибалльной шкале Лайкерта (табл. 6).

Восемь утверждений используются для оценки истощения, по пять утверждений оценивают внутреннее дистанцирование, когнитивные и эмоциональные затруднения, десять утверждений применяются для оценки вторичных симптомов выгорания. Границы областей значений в табл. 7 основываются на рекомендациях, предложенных Шауфели в [19].

Анализ связи рискообразующих факторов с характеристиками благополучия проводится помощью коэффициента корреляции Спирмена. Градации силы корреляционной связи представлены в табл. 8.

Таблица 6

**Шкала оценки согласия респондента
с утверждениями опросника ВАТ**

Частота проявления состояния	Оценка в баллах
Никогда	1
Редко	2
Иногда	3
Часто	4
Постоянно	5

Таблица 7

**Градации степени выраженности выгорания
сотрудника по ВАТ**

Параметр	Уровень	Значения
Уровень выгорания	Низкий	1–1,6
	Средний	1,61–2,4
	Высокий	2,41–3,29
	Очень высокий	3,3–5
Истощение	Низкий	1–1,75
	Средний	1,76–2,7
	Высокий	2,71–3,74
	Очень высокий	3,75–5
Внутреннее дистанцирование	Низкий	1–1,2
	Средний	1,21–2,4
	Высокий	2,41–3,59
	Очень высокий	3,6–5
Эмоциональные затруднения	Низкий	1–1,2
	Средний	1,21–2,19
	Высокий	2,2–3,19
	Очень высокий	3,2–5
Когнитивные затруднения	Низкий	1–1,8
	Средний	1,81–2,59
	Высокий	2,6–3,39
	Очень высокий	3,4–5
Вторичные симптомы	Низкий	1–1,7
	Средний	1,71–2,75
	Высокий	2,76–3,5
	Очень высокий	3,51–5

Таблица 8

**Шкала для интерпретации силы
корреляционной связи**

Величина коэффициента корреляции	Сила корреляционной связи
0–0,3	Слабая
0,3–0,5	Умеренная
0,5–0,7	Заметная
0,7–0,9	Высокая
0,9–1	Очень высокая

Стандарты и современные практики управления рисками рекомендуют выделять прежде всего множество факторов, оказывающих критическое влияние на цели и требующих скорейшего реагирования на них. В данном случае критичность является величиной, зависящей от частоты проявления рискообразующего фактора и силы его корреляционной связи с характеристиками благополучия и определяется по формуле (1):

$$K_i = \sum w_i r_{ij}, \quad (1)$$

где w_i – частота проявления фактора; r_{ij} – коэффициент корреляции Спирмена между i -м фактором и j -й характеристикой благополучия.

В табл. 9 представлены количественные градации оценки критичности и соответствующие им качественные названия градаций. Далее, в соответствии с рекомендациями [9], рискообразующие факторы, выделенные сотрудниками, разделяются на категории (табл. 10).

Таблица 9

**Шкала для интерпретации критичности
рискообразующих факторов**

Качественное значение	Интервал
Низкая	Менее 0,25
Средняя	0,25 – 0,5
Высокая	0,5 – 0,75
Очень высокая	Более 0,75

Таблица 10

Правила реагирования на рискообразующие факторы

Рейтинг	Правила реагирования
Низкий	Необходимо продолжать наблюдение
Средний	Требуется дополнительное рассмотрение
Высокий	Реагирование можно выполнить позже
Очень высокий	Требуется немедленное реагирование

Модуль диагностики формирует отчеты о психологическом состоянии отдельного сотрудника и базовые рекомендации для улучшения состояния по отдельным профессиям и компании в целом. Функциональность модуля позволяет также отслеживать динамику результатов при прохождении сотрудником последующего анкетирования. При необходимости можно провести анализ влияния рискообразующих факторов на выраженность каждой характеристики благополучия. По результатам анализа оценивается степень критичности и формируется рейтинг рискообразующих факторов.

Результаты диагностики доступны сотруднику, HR-менеджеру и корпоративному психологу. HR-менеджер анализирует отчеты критических рискообразующих факторов по каждой профессии, формирует предложения для сокращения вероятности их проявления и направляет их руководству компании. Корпоративный психолог анализирует результаты тестов и по рекомендации HR-менеджера или по обращению сотрудника проводит консультирование. По результатам консультирования психолог составляет для сотрудника углубленные рекомендации для улучшения характеристик благополучия.

Инструменты для профилактики снижения благополучия

Кроме того, психолог может порекомендовать сотруднику пройти курс упражнений с использованием «Терапевтического модуля» программной системы «Одеяло». Модуль включает два направления: изучение основ практической психологии и получение практических навыков для повышения уровня благополучия. Изучение основ необходимо для понимания принципов когнитивно-поведенческой терапии (КПТ) и, соответственно, успешного их применения в работе над собой. Для этой цели в модуле содержатся теоретические материалы по следующим темам: основы КПТ; эмоции; убеждения; стратегии преодоления стресса; профессиональное выгорание.

Практические навыки приобретаются через выполнение профилактических упражнений. Навыки направлены на улучшение психологического состояния сотрудника в долгосрочной перспективе.

При согласии сотрудника психолог составляет для него дорожную карту выполнения конкретных упражнений, соответствующих его оценкам по каждой из характеристик благополучия. Перечень предлагаемых в модуле упражнений представлен в табл. 11.

При выполнении упражнений сотрудник последовательно проходит три блока, соответствующих основным сущностям КПТ: эмоции, мысли и поведение. В ходе работы с блоком «Эмоции» сотрудник учится определять и осознавать свои эмоции. При работе с блоком «Мысли» сотрудник выявляет «автоматические мысли» (когниции), вызывающие нежелательные эмоции и поведенческие реакции. Затем сотрудник последовательно выявляет убеждения, вызывающие когниции, и подбирает для них адаптивные альтернативы. В результате работы с блоком «Поведение» сотрудник планирует и выполняет поведенческие эксперименты (экспозицию) для закрепления желаемого поведения.

Экспериментальное исследование

Предложенная методика положена в основу программной системы информационной поддержки управления психологическим состоянием сотрудников «Одеяло».

Экспериментальное исследование прототипа программной системы проведено на ограниченной выборке ИТ-специалистов на примере характеристики личностного благополучия – профессиональное выгорание. Следует отметить, что эта характеристика благополучия наиболее часто обсуждается в научной литературе [27–31]. Исследование было направлено на демонстрацию возможностей разрабатываемой системы и не претендует на обобщение всей отрасли разработки ПО.

Сотрудникам было предложено ответить на анкету по рискообразующим факторам, возникающим в процессе профессиональной деятельности, и опроснику выгорания ВАТ. Анкета содержала 21 фактор, для каждого из которых требовалось оценить частоту проявления (см. табл. 3). Анкетирование прошли 53 человека, 81% мужчин и 19% женщин. Средний возраст респондентов составил 25,9 года (от 19 до 62), средний стаж 5,4 года (от 1 до 40 лет). Респонденты выполняют различные функции в ИТ-проектах, большинство составляют frontend- или backend-разработчики (по 14,5%) и менеджеры (12,7%). Распределение грейдов следующее: 43,6% – middle, 32,7% – junior, 14,5% – senior, 9,1% – стажеры.

Обработка результатов тестирования показала, что очень высокий уровень выгорания выявлен у junior backend-разработчика, middle fullstack- и frontend-разработчиков, 19 человек имеют высокий уровень выгорания. На рис. 2 и 3 представлены примеры персональных отчетов по результатам тестирования.

Отчеты доступны как сотруднику, так и психологу. Для визуализации результатов каждый компонент результата окрашивается зеленым, желтым или красным цветом. Кроме того, система позволяет формировать отчет в виде паукообразной диаграммы, отражающей динамику изменения компонентов выгорания.

Сотрудник получает результаты каждого оцениваемого компонента с комментариями, которые содержат рекомендации для самостоятельного улучшения результатов по каждому показателю. Психолог анализирует результаты тестов, выявляет компоненты выгорания, требующие коррекции, и в процессе консультирования сотрудника предлагает выполнить конкретные упражнения по коррекции компонентов выгорания. Упражнения доступны в Android и веб-приложении «Мой психолог» [32].

Таблица 11

Профилактические упражнения программной системы «Одеяло»

Название	Описание
Трекер настроения	Шкала для отметки уровня настроения с учетом эмоций
Заметки	Дневник для свободного описания мыслей, событий и переживаний в текстовом формате для рефлексии и фиксации значимых внутренних процессов
Выявление горячих точек	Набор полей для выявления скрытых эмоций, связанных с травмирующим событием
Как сделать то, чего не хочется	Набор полей для принятия осознанного выбора в пользу чего-то полезного, что может вызывать неприятные ощущения
Эмоциональные схемы	Набор полей для выявления эмоциональных схем
КПТ-дневник	Набор полей для выявления взаимосвязей между ситуациями, эмоциями и мыслями, а затем корректирования своих убеждений
Анализ проблемы	Набор полей для выявления деструктивных убеждений, провоцирующих проблему и формирования альтернатив
Проверка убеждений	Набор полей для проверки истинности, полезности и логичности убеждений
Анализ убеждений	Набор полей для анализа влияния убеждений на поведение и эмоции
Лестница страха	Инструмент для разбиения сложной цели на небольшие планомерные шаги
Поведенческий эксперимент	Структурированная таблица для планирования эксперимента, направленного на закрепление желательного поведения
Последовательная мышечная релаксация	Анимированный инструктаж, демонстрирующий последовательное расслабление и напряжение отдельных групп мышц
Дыхательные техники	Анимированный инструктаж, управляющий попеременными вдохами, выдохами и задержками дыхания

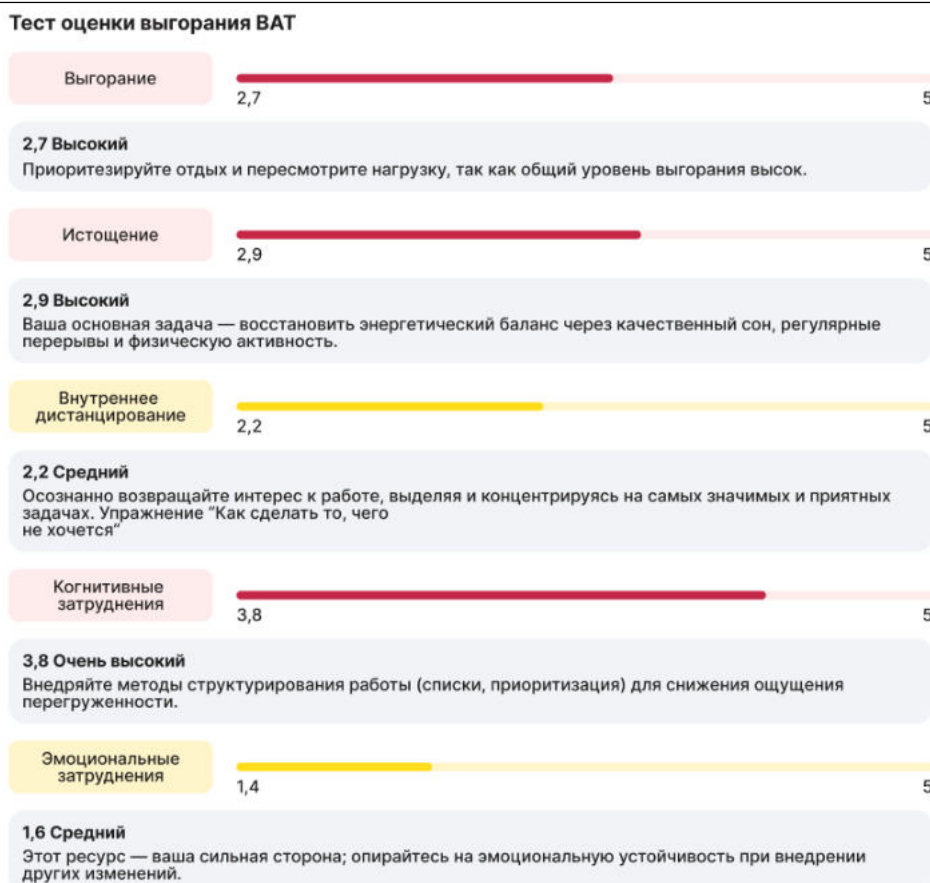


Рис. 2. Отчет по результатам тестирования системного аналитика



Рис. 3. Отчет по результатам тестирования junior backend-разработчика

Формы отчета по анализу взаимосвязей между рискообразующими факторами и компонентами выгорания и оценке критичности рискообразующих факторов по выборке в целом представлены соответственно в табл. 12 и 13. В результате анализа коэффициента Спирмена по семи рискообразующим факторам не выявлены статистически значимые корреляционные связи с компонентами выгорания при $p < 0,05$. Априорный анализ мощности с помощью z -преобразования Фишера показал, что для обнаружения умеренной корреляции ($r \geq 0,4$) с мощностью 0,8 и $\alpha = 0,05$ необходим объем выборки не менее 46 человек. Выборка из 53 человек соответствует этому требованию. Однако размер выборки не позволяет выявить слабые и умеренные корреляции с достаточной статистической мощностью. Поскольку исследование носит пилотный характер и служит для демонстрации методики, в таблицах представлены результаты анализа рискообразующих факторов при значениях корреляции, начиная от умеренных ($r_s > 0,3$).

Данные отчеты доступны менеджеру проекта и HR-менеджеру. При этом менеджеру проекта при

анализе результатов следует выработать меры по сокращению критичности в области управления проектами, а HR-менеджеру – в области управления персоналом.

Ниже приводятся авторские интерпретации анализа взаимосвязей между рискообразующими факторами и компонентами выгорания, а также мероприятий по реагированию на факторы в соответствии с их оценкой критичности. Например, при анализе рискообразующих факторов со средним рейтингом критичности (простые рутинные задачи и рутинный характер работы в целом) можно заметить, что оба фактора показывают умеренные связи только с одним компонентом выгорания «Дистанцирование» и в среднем встречаются редко. В этом случае менеджеру, возможно, следует пересмотреть правила распределения задач между сотрудниками в команде. HR-менеджер может рекомендовать сотрудникам отслеживать восприятие рутинных задач в треке настроения с заметками. При необходимости упражнение «Как сделать то, чего не хочется» поможет найти смысл в продолжении работы над задачами.

Таблица 12

Корреляционные связи между рискообразующими факторами и компонентами выгорания

Рискообразующий фактор	Истощение	Дистанцирование	Когнитивные затруднения	Эмоциональные затруднения	Психологические жалобы	Психосоматические жалобы	Критичность
Конфликты с коллегами по выполнению задания				0,37			0,15
Использование устаревших технологий	0,35						0,15
Отсутствие профессионального развития в компании		0,4					0,19
Необходимость вносить изменения в проект на поздних стадиях разработки						0,36	0,20
Несоответствующая ожиданиям зарплата		0,36					0,21
Слишком простое рутинное задание		0,4					0,27
Рутинная работа в целом		0,47					0,28
Регулярные переработки	0,35			0,35	0,37		0,59
Внеплановые работы для исправления собственных ошибок	0,44			0,33	0,4		0,67
Недостаток времени из-за личного тайм-менеджмента	0,54			0,43	0,39		0,82
Задание, для которого не хватало компетенций	0,45			0,51	0,41		0,83
Низкое качество менеджмента	0,32	0,43	0,33	0,32	0,34		1,01

Таблица 13

Оценка критичности рискообразующих факторов

Рискообразующий фактор	Средние оценки частоты проявления	Критичность	Оценка критичности	Стратегия реагирования
Конфликты с коллегами по выполнению задания	0,41	0,15	Низкая	Продолжать наблюдение
Использование устаревших технологий	0,44	0,15		
Отсутствие профессионального развития в компании	0,47	0,19		
Необходимость вносить изменения в проект на поздних стадиях разработки	0,56	0,20		
Несоответствующая ожиданиям зарплата	0,59	0,21	Средняя	Дополнительно рассмотреть
Слишком простое рутинное задание	0,67	0,27		
Рутинная работа в целом	0,59	0,28		
Регулярные переработки	0,55	0,59	Высокая	Реагирование можно выполнить позже
Внеплановые работы исправления собственных ошибок	0,58	0,67		
Недостаток времени из-за личного тайм-менеджмента	0,6	0,82	Очень высокая	Требуется немедленное реагирование
Задание, для которого не хватало компетенций	0,6	0,83		
Низкое качество менеджмента	0,58	1,01		

Рейтинг критичности таких факторов риска, как регулярные переработки и внеплановые дополнительные работы для исправления собственных ошибок, является высоким. Каждый из факторов демонстрирует умеренные корреляции с тремя компонентами выгорания, сотрудники сталкиваются с ним в среднем редко. Менеджеру проекта следует провести аудит рабочей нагрузки сотрудников и по возможности предусмотреть дополнительные выходные для сотрудников с высокими оценками встречаемости данных факторов. HR-менеджер для повышения психологической устойчивости к факторам риска может рекомендовать сотрудникам уделять определённое время для составления плана по выполнению производственного задания и подведению промежуточного итогового выполнения. При склонности к переработкам сотруднику для определения автоматических мыслей, не позволяющих оставить работу, рекомендуется вести КПТ-дневник.

Особое внимание менеджеру проекта и HR-менеджеру следует уделить рискообразующим факторам, требующим немедленного реагирования. В данную группу вошли недостаток времени из-за личного тайм-менеджмента сотрудников, задания, для которых не хватает компетенций (проявляются часто), и низкое качество менеджмента. Выявлены умеренные и заметные связи данных факторов с компонентами выгорания. При реагировании на эти факторы HR-менеджер может провести для сотрудников тренинги по тайм-менеджменту, в ходе которых сотрудники осваивают техники управления личным временем, такие как «Метод помидора».

Для повышения устойчивости к новым и сложным задачам сотрудникам предлагается использовать трекер настроения и КПТ-дневник, чтобы отслеживать и корректировать связанные с этим эмоции и автоматические мысли. «Выявление горячих точек» поможет определить, какие именно действия менеджера вызывают наибольший стресс. Обобщенные результаты этого упражнения могут помочь руководству целенаправленно провести аудит качества управления проектами, в том числе определить проблемные точки в отношениях сотрудников с менеджером.

Заключение

В работе предложена оригинальная методика информационной поддержки управления личностным благополучием сотрудников ИТ-компании в процессе их профессиональной деятельности. В отличие от существующих подходов, данная методика объединяет методы управления проектными рисками с точки зрения их влияния на психологическое состояние сотрудника и методиками управления благополучием сотрудника в процессе его профессиональной деятельности с точки зрения компонентов его психологического статуса.

Индикаторами уровня благополучия в методике использованы такие характеристики психологического статуса, как стресс, тревожность, депрессия и выгорание. Для оценки выгорания его компонентов

используется инструмент оценки профессионального выгорания (ВАТ), для остальных характеристик – шкала депрессии, тревоги и стресса (DASS-21). База данных содержит 21 рискообразующий фактор и сформирована по результатам анализа реестров проектных рисков. Взаимосвязи рискообразующих факторов с характеристиками благополучия определяются помощью коэффициента корреляции Спирмена.

Экспериментальное исследование прототипа программной системы на ограниченной выборке ИТ-специалистов на примере профессионального выгорания и его компонентов показало, что предложенный подход позволяет не только диагностировать уровень профессионального выгорания, но и выявлять конкретные проектные и организационные факторы, в наибольшей степени с ним связанные. Однако из-за небольшого размера выборки значения корреляций, выявленные в исследовании, не описывают ситуацию во всей отрасли и требуют дальнейшего изучения на более репрезентативных выборках.

В дальнейшем практическая реализация методики в форме программной системы «Одеяло» может быть использована HR-менеджерами и корпоративными психологами для анализа психологического состояния сотрудников с учетом проектных рисков. Также система может использоваться для организации мероприятий по повышению благополучия в двух направлениях: внесение организационных изменений, снижающих проявление факторов риска, в управление проектами и повышение психологической устойчивости сотрудников и процессе их профессиональной деятельности.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России; проект FEWM-2026-0011.

Литература

1. BS 6079-1:2010 Project management. – Part 3: Guide to the management of business-related project risk. – London: BSI, 2003. – 27 p.
2. ГОСТ Р ИСО 31000–2010. Менеджмент риска. Принципы и руководство. – М.: Стандартинформ, 2010. – 20 с.
3. ISO 31000:2018. Risk management – Principles and guidelines [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.iso.org/ru/standard/65694.html>, свободный (дата обращения: 23.01.2026).
4. Гущина О.А. Применение интеллектуальных систем при управлении рисками программных проектов // Вестник Мордовского университета. – 2017. – № 2. – С. 250–263.
5. Титов А.И. Управление рисками ИТ-проектов на основе компонентной структуры разрабатываемого программного обеспечения // Интеллектуальные технологии на транспорте. – 2017. – № 4 (12). – С. 12–17.
6. Коробкин В.В. Применение метода прецедентов на этапе предпроектного исследования в целях снижения рисков при проектировании программного обеспечения распределенных информационно-управляющих систем / В.В. Коробкин, А.Е. Колоденкова, А.П. Кухаренко // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 8 (181). – С. 4–14.

7. Hirzallah M.N.Y. How to build a risk management culture that supports diffusion of innovation? A systematic review / M.N.Y. Hirzallah, M.T. Alshurideh // *The Effect of Information Technology on Business and Marketing Intelligence Systems*. – Cham: Springer, 2023. – P. 813–848.
8. Teng T. Deep learning-based risk management of financial market in smart grid / T. Teng, L. Ma // *Computers and Electrical Engineering*. – 2022. – Vol. 99. – P. 107844.
9. Николаенко В.С. Комплаенс-риски эксплуатации ИТ-продуктов // *Стратегические решения и риск-менеджмент*. – 2024. – Т. 15, № 4. – С. 360–367.
10. Методика оценки рисков ИТ-проектов / Д.А. Соколов, Н.А. Савченко, М.В. Соловьев, А.Е. Схведиани // *Естественно-гуманитарные исследования*. – 2024. – № 4 (54). – С. 471–475.
11. Стефанова Н.А. Применение искусственного интеллекта в процессе управления рисками / Н.А. Стефанова, Д.А. Тюрина // *Журнал прикладных исследований*. – 2024. – № 4. – С. 90–94.
12. Колодин Д.В. Факторы и источники рисков при реализации ИТ-проекта по материалам экспертного опроса (продолж. исслед.) / Д.В. Колодин, О.В. Ватолина // *Информационное общество*. – 2025. – № 3. – С. 152–167.
13. Батулин Н.А. Теоретическая модель личностного благополучия / Н.А. Батулин, С.А. Башкатов, Н.В. Гафарова // *Психология. Психофизиология*. – 2013. – Т. 6, № 4. – С. 4–14.
14. Кот А.С. Профессиональное благополучие специалистов сферы информационных технологий / А.С. Кот, А.А. Качина // *Организационная психология*. – 2024. – Т. 14, № 1. – С. 134–157. DOI: 10.17323/2312-5942-2024-14-1-134-157.
15. Резниченко С.И. Офисная среда и параметры профессионального опыта как предикторы профессионального выгорания у специалистов ИТ-индустрии / С.И. Резниченко, П.О. Подтягина // *Экспериментальная психология*. – 2024. – Т. 17, № 1. – С. 181–197. DOI: 10.17759/exppsy.2024170112.
16. Гофман О.О. Проблема профессионального выгорания специалистов в сфере информационных технологий: теоретический обзор / О.О. Гофман, Н.Е. Водопьянова, А.Ф. Джумагулова, Г.С. Никифоров // *Организационная психология*. – 2023. – Т. 13, № 1. – С. 117–144.
17. Водопьянова Н.Е. Синдром выгорания. Диагностика и профилактика: практ. пособие / Н.Е. Водопьянова, Е.С. Старченкова. – М.: Юрайт, 2025. – 299 с.
18. Бороздина Г.В. Психология и этика делового общения: учеб. для бакалавров. – М.: Юрайт, 2012. – 463 с.
19. Schaufeli W.B. Burnout Assessment Tool (BAT) – development, validity, and reliability / W.B. Schaufeli, S. Desart, H. De Witte // *International journal of environmental research and public health*. – 2020. – Vol. 17, No. 24. – P. 94–95.
20. Atkinson R. Project management: cost, time and quality, two best guesses and a phenomenon, its time to accept other success criteria // *International journal of project management*. – 1999. – Vol. 17, No. 6. – P. 337–342.
21. Ехлаков Ю.П. Нечеткие модели и алгоритмы управления рисками разработки программных продуктов: монография / Ю.П. Ехлаков, Н.В. Пермякова. – Томск: ТУСУР, 2020. – 164 с.
22. Перегудов Ф.И. Основы системного анализа / Ф.И. Перегудов, Ф.П. Тарасенко. – Томск: НТЛ, 1997. – 396 с.
23. Николаенко В.С. Безупречный риск-менеджмент: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2023. – 140 с.
24. Медникова О.В. Проблема выгорания сотрудников в России: причины и последствия / О.В. Медникова, А.В. Биленко, С.З. Горбачева // *Вестник Академии знаний*. – 2025. – № 3 (68). – С. 872–875.
25. Профессиографические особенности деятельности ИТ-специалистов как рискогенные факторы выгорания / А.Ф. Джумагулова, Н.Е. Водопьянова, О.О. Гофман, Г.С. Никифоров // *Вестник Российского университета дружбы народов*. – Сер.: Психология и педагогика. – 2024. – Т. 21, № 1. – С. 220–241.
26. Золотарева А.А. Систематический обзор психометрических свойств Шкалы депрессии, тревоги и стресса (DASS-21) // *Обозрение психиатрии и медицинской психологии им. В.М. Бехтерева*. – 2020. – № 2. – С. 26–37.
27. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ №2024611721. / Т.С. Симонов. – Заявка №2024610907. Дата поступления 22 января 2024 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 24 января 2024 г.
28. Муравьева О.И. Профессиональное выгорание программистов: специфичность феномена / О.И. Муравьева, К.В. Козлова // *Сибирский психологический журнал*. – 2019. – № 73. – С. 98–110.
29. Baniadamdzaj S. Prediction of Iranian EFL Teachers' Burnout Level Using Machine Learning Algorithms and Maslach Burnout Inventory / S. Baniadamdzaj, S. Baniadamdzaj // *Iran Journal of Computer Science*. – 2023. – Vol. 6, No. 1. – P. 1–12.
30. Using Explainable Supervised Machine Learning to Predict Burnout in Healthcare Professionals / K. Adapa, M. Pillai, M. Foster et al. // In: *Studies in Health Technology and Informatics*. Vol. 294: Challenges of Trustable AI and Added Value on Health. – IOS Press, 2022. – P. 58–62.
31. Angelini G. Big Five Model Personality Traits and Job Burnout: A Systematic Literature Review // *BMC psychology*. – 2023. – Vol. 11, No. 1. – Art. no. 49.
32. Ехлаков Ю.П. Нечеткая модель оценки возможности выгорания сотрудника на основании его личностных характеристик / Ю.П. Ехлаков, Т.С. Симонов, А.Г. Тишаева // *Проблемы управления*. – 2025. – Т. 5. – С. 57–68.

Ехлаков Юрий Поликарпович

Д-р техн. наук, проф. каф. автоматизации обработки информации (АОИ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-1662-4005
Тел.: +7-913-916-42 73
Эл. почта: upe@tusur.ru

Симонов Тимофей Сергеевич

Аспирант каф. АОИ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0006-6511-3892
Тел.: +7-952-884-46 02, доп. 7741 (стационарный)
Эл. почта: sts@sbi.tusur.ru

Тишаева Алина Геннадьевна

Аспирант, ассистент каф. фундаментальной психологии и поведенческой медицины (ФПиПМ) СибГМУ
Московский тракт, 2, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0004-9867-8828
Тел.: +7-996-938-17-87
Эл. почта: tishaeva.ag@ssmu.ru

Поступила в редакцию: 16.03.2026.

Принята к публикации: 05.05.2026.

Yekhlakov Yu.P., Simonov T.S., Tishaeva A.G.

A Methodology for Information Support of Employee Well-Being Management in an IT Company

Relevance. Employee burnout is a common risk for IT companies. At the moment, the problem of risk management is considered either from the point of view of the influence of risk-forming factors on project parameters, or from the perspective of psychological well-being. **Purpose of the study.** Development of a methodology for information support of employee well-being management, taking into account the risk-forming factors of IT projects. **Methods.** The methodology is based on an original semantic model for managing the personal well-being of employees with consideration of professional activity risks. The subjects of this process are an employee, an HR manager, a project manager, and a psychologist. Such characteristics as stress, anxiety, depression, and burnout, including its components, are used as indicators of well-being. The analysis of the relationship between risk-forming factors and well-being characteristics is carried out using Spearman correlations. Correlations are taken into account when assessing the criticality of the impact of risk factors. **Novelty.** The paper proposes an original semantic network for employee information support and provides primary data on the impact of risk factors on burnout. **Results.** The developed methodology is the basis a software system called "Blanket". An experimental study of the system prototype was conducted on a sample of 53 employees of IT companies. A questionnaire on risk factors and testing for burnout and its individual components were conducted. The results presented include: personal burnout assessments of a system analyst and a junior backend developer, an analysis of the relationships between the criticality of risk-forming factors and the Spearman correlation coefficients of burnout components for the entire sample. Recommendations are given to reduce the impact of the criticality of risk-forming factors on burnout components. **Practical significance.** In the future, the practical implementation of the methodology can be used by HR managers and corporate psychologists to analyze the psychological state of employees, taking into account project risks.

Keywords: IT project risks, personal well-being, professional burnout, information system, risk-forming factors.

Funding. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Education and Science of Russia; project FEWM-2026-0011.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-102-113

References

1. BS 6079-1:2010 Project management. Part 3: Guide to the management of business-related project risk. London: BSI, 2003, 27 p.
2. GOST R ISO 31000-2010. *Menedzhment riska. Principy i rukovodstvo*. [Risk management. Principles and guidelines.] Moscow: Standartinform, 2010, 20 p. (in Russ.)
3. ISO 31000:2018. Risk management – Principles and guidelines. Available at: <https://www.iso.org/ru/standard/65694.html> (accessed: 23 January 2026).
4. Gushchina O.A. [Application of intelligent systems in software project risk management]. *Mordovia University Bulletin*. 2017, no. 2, pp. 250–263 (in Russ.).
5. Titov A.I. [Risk management of IT-projects based on the component structure of the developed software]. *Intellectual technologies on transport*, 2017, no. 4 (12), pp. 12–17 (in Russ.).
6. Korobkin V.V., Kolodenkova A.E., Kukharensko A.P. [Application of the case-based method at the pre-project research stage to reduce risks in designing software for distributed information and control systems]. *Izvestiya SFedU. Engineering sciences*, 2016, no. 8 (181), pp. 4–14 (in Russ.).
7. Hirzallah M.N.Y., Alshurideh M.T. How to build a risk management culture that supports diffusion of innovation? A systematic review. *The Effect of Information Technology on Business and Marketing Intelligence Systems*. Cham: Springer, 2023, pp. 813–848.
8. Teng T., Ma L. Deep learning-based risk management of financial market in smart grid. *Computers and Electrical Engineering*, 2022, vol. 99, art. no. 107844.
9. Nikolaenko V.S. [Compliance risks of IT products operation]. *Strategicheskie resheniya i risk-menedzhment*, 2024, vol. 15, no. 4, pp. 360–367 (in Russ.).
10. Sokolov D.A., Savchenko N.A., Soloviev M.V., Skhvediani A.E. [Methodology for assessing IT project risks]. *Natural-Humanitarian Studies*, 2024, no. 4 (54), pp. 471–475 (in Russ.).
11. Stefanova N.A., Tyurina D.A. [Application of artificial intelligence in the risk management process]. *Zhurnal prikladnykh issledovaniy*, 2024, no. 4, pp. 90–94 (in Russ.).
12. Kolodin D.V., Vatolina O.V. [Factors and sources of risks in IT project implementation based on expert survey materials (continuation of the study)]. *Information Society*, 2025, no. 3, pp. 152–167 (in Russ.).
13. Baturin N.A., Bashkatov S.A., Gafarova N.V. [Theoretical model of personal well-being]. *The journal Psychology. Psychophysiology*, 2013, vol. 6, no. 4, pp. 4–14 (in Russ.).
14. Kot A.S., Kachina A.A. [Professional well-being of information technology specialists]. *Organizational Psychology*, 2024, vol. 14, no. 1, pp. 134–157. DOI: 10.17323/2312-5942-2024-14-1-134-157 (in Russ.).
15. Reznichenko S.I., Podtyagina P.O. [Office environment and parameters of professional experience as predictors of professional burnout among IT industry specialists]. *Experimental Psychology (Russia)*, 2024, vol. 17, no. 1, pp. 181–197. DOI: 10.17759/exppsy.2024170112 (in Russ.).
16. Gofman O.O., Vodopyanova N.E., Nikiforov G.S., Dzumagulova A.F. [The problem of professional burnout among information technology specialists: a theoretical review]. *Organizational Psychology*, 2023, vol. 13, no. 1, pp. 117–144 (in Russ.).
17. Vodopyanova N.E., Starchenkova E.S. *Sindrom vygoraniya. Diagnostika i profilaktika: prakticheskoe posobie* [Burnout Syndrome. Diagnosis and Prevention]. Saint Petersburg: Piter Publ., 2020, 256 p. (in Russ.).
18. Borzdina G.V. *Psikhologiya i etika delovogo obshcheniya: Uchebnik dlya bakalavrov* [Psychology and Ethics of Business Communication: Textbook for Bachelors]. Moscow: Yurayt Publishing House, 2012, 463 p. (in Russ.).
19. Schaufeli W.B., Desart S., De Witte H. Burnout Assessment Tool (BAT) – development, validity, and reliability. *International Journal of Environmental Research and Public Health*, 2020, vol. 17, no. 24, art. no. 9495.
20. Atkinson R. Project management: cost, time and quality, two best guesses and a phenomenon, it's time to accept other success criteria. *International Journal of Project Management*, 1999, vol. 17, no. 6, pp. 337–342.
21. Yekhlakov, Yu.P., Permyakova, N.V. *Nechetkie modeli i algoritmy upravleniya riskami razrabotki programmykh produktov: monografiya* [Fuzzy models and algorithms for managing software product development risks: a monograph]. Tomsk, TUSUR, 2020, 164 p. (in Russ.).
22. Peregudov F.I., Tarasenko F.P. *Osnovy sistemnogo analiza* [Fundamentals of Systems Analysis]. Tomsk: NTL, 1997, 380 p. (in Russ.).
23. Nikolaenko V.S. *Bezuprechnyy risk-menedzhment: uchebnoe posobie* [Impeccable Risk Management: Textbook]. Tomsk: TUSUR, 2023, 140 p. (in Russ.).

24. Mednikova O.V., Bilenko A.V., Gorbacheva S.Z. [The problem of employee burnout in Russia: causes and consequences]. *Bulletin of the Academy of Knowledge*, 2025, no. 3 (68), pp. 872–875 (in Russ.).

25. Dzumagulova A.F., Vodopyanova N.E., Gofman O.O., Nikiforov G.S. [Professiographic features of IT specialists' activities as risk factors for burnout]. *RUDN Journal of Psychology and Pedagogics*, 2024, vol. 21, no. 1, pp. 220–241 (in Russ.).

26. Zolotareva A.A. [A systematic review of the psychometric properties of the Depression, Anxiety and Stress Scale (DASS-21)]. *Obozrenie psikiatrii i medicinskoj psichologii imeni V.M. Bekhtereva*, 2020, no. 2, pp. 26–37 (in Russ.).

27. Simonov T.S. *Moy psycholog* [My psychologist]. Certificate of state registration of a computer program, no 2024611721, 2024 (in Russ.).

28. Murav'eva O.I., Kozlova K.V. [Professional Burnout of Programmers: The Specificity of the Phenomenon]. *Siberian journal of psychology*, 2019, no. 73, pp. 98–110 (in Russ.).

29. Baniadamdizaj S., Baniadamdizaj S. Prediction of Iranian EFL Teachers' Burnout Level Using Machine Learning Algorithms and Maslach Burnout Inventory. *Iran Journal of Computer Science*, 2023, vol. 6, no. 1, pp. 1–12.

30. Adapa K., Pillai M., Foster M., et al. Using Explainable Supervised Machine Learning to Predict Burnout in Healthcare Professionals. In: *Studies in Health Technology and Informatics*, vol. 294: Challenges of Trustable AI and Added-Value on Health. Amsterdam: IOS Press, 2022, pp. 58–62.

31. Angelini G. Big Five Model Personality Traits and Job Burnout: A Systematic Literature Review. *BMC Psychology*, 2023, vol. 11, no. 1, art. no. 49.

32. Yekhlakov Yu.P., Simonov T.S., Tishaeva A.G. [A fuzzy model for assessing the possibility of employee burnout based on personal traits]. *Control Sciences*, 2025, vol. 5, pp. 57–68 (in Russ.).

Yury P. Yekhlakov

Doctor of Engineering Sciences, professor,
Department of Data Processing Automation,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-1662-4005
Phone: +7-913-916-42 73
Email: upe@tusur.ru

Timofey S. Simonov

Postgraduate student, Department of Data Processing
Automation, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0006-6511-3892
Phone: +7-952-884-46 02
Email: sts@sbi.tusur.ru

Alina G. Tishaeva

PhD student and Assistant,
Department of Fundamental Psychology and Behavioral Medicine, Siberian State Medical University
2, Moskovskiy Trakt, Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0004-9876-8828
Phone: +7-996-938-17-87
Email: tishaeva.ag@ssmu.ru

Received: 16.03.2026.

Accepted: 05.05.2026.

УДК 004.056

Шифр специальности: ВАК 2.3.6

А.В. Иванов, М.А. Киселев

Методика оценки качества логирования событий информационной безопасности в итерационно-управленческом цикле с применением метрики дефицита логирования

Актуальность. Качество логирования событий информационной безопасности определяет полноту последующей нормализации, корреляции и анализа инцидентов в SIEM-системах. Неполнота или структурная некорректность событий снижает наблюдаемость инфраструктуры и затрудняет реагирование на инциденты. **Цель исследования.** Разработать методику количественной оценки качества логирования событий информационной безопасности на основе интегрального показателя дефицита логирования DL и итерационного цикла PDCA. **Методы.** Использованы формализация профиля логирования, матрица требований к регистрации событий, набор обязательных полей, метрики полноты и точности логирования, рекуррентная модель динамики DL и представление методики в нотации IDEF0. **Научная новизна.** Предложена методика, отличающаяся совместным использованием матрицы требований к логированию, набора обязательных полей, интегрального показателя DL и межитерационного учёта новых и устранённых дефицитов в цикле PDCA. **Результаты.** На примере потока событий аутентификации Windows показано снижение DL с 0,30 до 0,11 за пять итераций при росте числа корректных записей с 700 до 890. **Практическая значимость.** Методика может применяться для формализованного контроля качества логирования, приоритизации корректирующих мероприятий и включения оценки качества событий в регулярные процессы мониторинга ИБ.

Ключевые слова: PDCA, SIEM, оценка качества логирования событий ИБ, полнота и точность логирования, дефицит логирования, математическая модель, итеративные методологии, ISO 27001, NIST CSF.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-114-123

Введение

Функционирование современных систем информационной безопасности основывается на качественном логировании событий, к которому предъявляются повышенные требования к качеству логирования событий, выступающие основой для дальнейшего анализа инцидентов информационной безопасности, последующей нормализации и корреляции в системах класса SIEM (Security Information and Event Management). Неполное, нерегулярное логирование нарушает целостность информационной картины происходящих процессов, затрудняет реализацию механизмов автоматического обнаружения аномалий и значительно снижает эффективность реагирования на инциденты [1, 2].

По данным отраслевых исследований и отчетов по инцидентам, значительная часть атак остаётся без должного расследования из-за отсутствия необходимых событий ИБ. Согласно отчету IBM «Cost of a Data Breach Report 2023», среднее время на обнаружение и локализацию инцидента (жизненный цикл утечки) составило 277 дней [3].

Недостаточная видимость и неполнота событий ИБ являются одними из ключевых факторов, увеличивающих это время. Это подтверждается аналитикой Cisco Talos, согласно которой в I квартале 2024 г. одной из главных проблем при реагировании на инциденты стало отсутствие необходимых событий, что осложнило расследования в 28,6% случаев [4]. В рамках настоящей работы предполагается, что наблюдаемый дефицит событий обусловлен сочетанием технических и организационных факторов: отсутствием формализованных требований к профилю логирования,

нестабильностью / несогласованностью доставки событий и отсутствием регулярной процедуры контроля качества логов.

Анализ существующих подходов [4, 6] показал, что управление логированием чаще носит реактивный характер и опирается на частные проверки качества событий ИБ. В руководствах по управлению качеством событий ИБ, как правило, оценивается по набору разрозненных частных признаков: полноте охвата источников и классов событий, наличию (поступлению) ожидаемых записей за заданный период, а в меньшей степени – корректности (валидности) формата и содержания записей. Дополнительно акцент делается на контроле того, что все активы, включённые в контур мониторинга, действительно генерируют и передают события ИБ в систему сбора/анализа (NIST SP 800-92; ENISA) [7, 8]. В связи с этим в настоящей работе вводится интегральный показатель DL дефицита логирования, отражающий одновременно пропуски событий и ошибки структуры записей и предназначенный для количественной оценки динамики качества логирования событий ИБ.

В профессиональной и научной литературе представлены близкие по назначению подходы к оценке полноты и качества журналов событий. Наиболее близким является направление log completeness, ориентированное на оценку наличия ожидаемых записей в журнале [9]. Кроме того, рассматриваются показатели семантической корректности и согласованности записей логов [10], а в нормативных и методических источниках фиксируются требования к управлению журналами безопасности и составу регистрируемой информации [8, 11]. Вместе

с тем для задач контроля качества логирования в SIEM-контуре недостаточно учитывать только факт поступления ожидаемых событий: необходимо также оценивать структурную валидность записей, наличие обязательных полей и пригодность событий для последующей нормализации, корреляции и анализа. Поэтому в настоящей работе показатель DL рассматривается как интегральная мера остаточного несоответствия фактического состояния логирования заданному профилю требований.

Термины и определения

Событие информационной безопасности (далее – событие ИБ): зафиксированное в обрабатываемом виде состояние информационной (автоматизированной) системы, сетевого, телекоммуникационного, коммуникационного, иного прикладного сервиса или информационно-телекоммуникационной сети, указывающее на возможное нарушение целостности, доступности и (или) конфиденциальности информации, а также на сбой в работе средства защиты/обработки информации или иную ситуацию, которая может быть значимой для безопасности информации [11].

Под **полнотой логирования** C в рамках настоящего исследования понимается степень охвата всех логируемых событий, подлежащих регистрации в соответствии с внутренними политиками организации, архитектурными требованиями и международными стандартами, включая NIST SP 800-92 [8] и ISO/IEC 27001:2022 [5]. К таким событиям относятся, в частности, попытки аутентификации, операции доступа к объектам, действия по изменению или удалению ресурсов, сетевые соединения и изменения конфигурации.

Точность логирования A в рамках данного исследования определяется как соответствие записей фактическим событиям по содержанию, структуре и метаданной. Согласно NIST SP 800-92 [8], корректная запись должна содержать временную метку (UTC), идентификаторы субъекта и объекта действия, тип операции, результат выполнения, источник события (например, IP-адрес) и тип журнала.

Качество логирования – интегральная характеристика, отражающая степень соответствия фактически регистрируемых событий ИБ профилю логирования организации (матрица требований R и набор обязательных полей P^*), сформированному на основе требований ГОСТ Р 59548–2022 [11], рекомендаций (например, NIST SP 800-92 [8]) и внутренних регламентов мониторинга ИБ.

Класс события (событий ИБ) – это категория однородных событий, объединённых общим смыслом действия/нарушения и потому имеющих единые требования к регистрации: ожидаемую частоту/объём за период T и набор обязательных полей для проверки полноты и валидности записи.

Набор обязательных полей P^* – базовый набор атрибутов записи, используемый для проверки валидности события по соответствующей паре «класс источника/класс события»; P^* может расширяться в зависимости от задач мониторинга и особенностей источников событий ИБ.

Матрица требований R задаёт соответствие «источник $\times$ класс событий» и определяет перечень классов, обязательных к регистрации для каждого контролируемого источника в рамках профиля логирования (с учётом нормативных требований и внутренних регламентов). В практической постановке элемент $R[j, s; T]$ трактуется как ожидаемое число записей класса j от источника s за период T .

Дефицит логирования (DL , Deficit of Logging) – интегральный показатель отклонения фактического состояния логирования от эталонного профиля R , P^* за период T , учитывающий одновременно пропуски событий и нарушения валидности записей; DL применяется для количественной оценки динамики качества логирования в итерационно-управленческом цикле.

Профиль логирования – формализованное описание требований к регистрации событий ИБ для контролируемой инфраструктуры, включающее матрицу требований R , набор обязательных полей P^* , период анализа T , а также пороговые значения полноты, точности и допустимого дефицита логирования.

Период анализа T – фиксированный временной интервал, за который выполняются сбор, нормализация, валидация событий ИБ и расчёт показателей качества логирования.

Ожидаемое число записей N – ожидаемое количество записей контролируемых классов событий, которое должно быть получено от активных источников за период T в соответствии с матрицей требований R .

Наблюдаемое число записей N_{obs} – количество фактически полученных за период T записей, относящихся к контролируемым классам событий по матрице R , после предварительной нормализации и удаления дубликатов, но до проверки обязательных полей P^* .

Реестр дефицитов – перечень выявленных несоответствий профилю логирования, включающий источник события, класс события, тип нарушения, признак новизны или устранения нарушения и связь с корректирующим мероприятием.

Фактическое число корректных записей $C_{\text{факт}}$ – количество записей из числа наблюдаемых событий, которые удовлетворяют требованиям набора обязательных полей P^* , имеют валидные значения ключевых атрибутов и корректную временную метку в пределах периода анализа T .

Эталонное число записей $C_{\text{эталон}}$ – ожидаемое число записей контролируемых классов событий за период T , задаваемое матрицей требований R . В практических расчётах далее обозначается как N .

Новые отклонения n_i – количество новых нарушений полноты или валидности логирования, выявленных на i -й итерации.

Устранённые отклонения n_i – количество нарушений логирования, устранённых на i -й итерации по результатам корректирующих мероприятий.

Пороговые значения $C_{\text{min}}, A_{\text{min}}, DL_{\text{max}}$ – минимально допустимые значения полноты и точности

логирования, а также максимально допустимое значение дефицита логирования, используемые для принятия решения о продолжении или завершении корректирующих мероприятий.

Постановка проблемы

Отсутствие критически важных записей/полей в событиях ИБ приводит к снижению качества логирования событий ИБ [10].

Целью настоящего исследования является разработка и апробация методики количественной оценки качества логирования событий информационной безопасности, основанной на интеграции показателя DL и его использовании в итерационном управленческом цикле.

Практический эффект применения методики состоит в формализованном контроле полноты и валидности логируемых событий и в возможности количественно оценивать остаточный дефицит логирования и его изменение от итерации к итерации. Результаты расчёта используются для приоритизации корректирующих мероприятий и включения контроля качества логирования в регулярные процессы мониторинга ИБ.

Научная новизна работы заключается в разработке формализованной методики оценки качества логирования событий ИБ, отличающейся совместным использованием матрицы требований к логированию R , набора обязательных полей P^* , интегрального показателя дефицита логирования DL и межитерационного учёта новых и устранённых дефицитов в цикле PDCA. В нормативных и методических источниках основное внимание уделяется требованиям к регистрации событий, составу регистрируемой информации, охвату источников и обеспечению поступления событий в систему сбора и анализа [8, 11], а в отдельных исследованиях рассматриваются показатели полноты и семантической корректности логов [9, 10]. Отличие предлагаемой методики состоит в том, что DL рассматривается не как самостоятельный аналог log completeness, а как интегральный показатель остаточного дефицита логирования, связывающий матрицу требований R , набор обязательных полей P^* , период анализа T , метрики полноты и валидности записей, а также межитерационную динамику устранения нарушений в цикле PDCA.

Количественная модель динамики дефицита логирования в процессе автоматизации оценки качества логирования событий ИБ

В данной части работы разрабатывается количественная модель, описывающая динамику изменения показателя дефицита логирования во времени при итеративном применении PDCA-цикла [12].

Цикл PDCA был выбран на основе следующих причин:

- PDCA обеспечивает итерационную организацию работ по улучшению качества логирования и позволяет формализовать процесс через последовательность Plan–Do–Check–Act.
- Параметры предложенной модели DL имеют прямое численное соответствие этапам PDCA (новые

дефициты, устранённые дефициты, остаточный DL), что обеспечивает воспроизводимую количественную оценку эффекта каждой итерации и динамики изменений во времени.

- Использование PDCA упрощает включение контроля качества логирования в регулярные процессы мониторинга ИБ и последующую автоматизацию расчётов и отчётности в SIEM.

Модель позволяет фиксировать остаточный дефицит логирования событий ИБ, количественно оценивать эффект от реализованных мероприятий и планировать корректирующие действия на последующие итерации.

Предложенная модель позволяет описывать динамику изменения показателя DL в процессе последовательного выполнения итераций PDCA. DL определяется как относительное несоответствие текущего состояния логирования установленным требованиям по полноте, точности логирования.

Формализация понятия дефицита логирования

Показатель DL агрегирует нарушения двух типов:

- 1) дефицит полноты;
- 2) дефицит точности.

Значения DL лежат в диапазоне $[0; 1]$: при $DL = 0$ дефицит отсутствует, при $DL \rightarrow 1$ наблюдается критическая неполнота и/или искажение логируемых событий.

Для формализации профиля логирования используются два значения:

- матрица требований R ;
- набор обязательных полей P^* .

В рамках статьи P^* рассматривается на уровне укрупнённых групп атрибутов (в терминах нормализованной схемы события):

- метка времени в UTC и идентификатор записи / события;
- идентификация источника (узел / сервис / актив);
- идентификация субъекта (учётная запись / процесс/сессия);
- идентификация объекта воздействия (ресурс / узел-получатель / объект БД и т.п.);
- действие и результат (включая код/ошибку при наличии);

При этом обязательность конкретных полей фиксируется локальным профилем требований к логированию, который задаёт обязательные поля отдельно для разных типов источников и классов событий.

Формула базового дефицита логирования

В наиболее простой постановке DL определяется как 1 минус доля корректных записей от их эталонного количества за период T :

$$DL = 1 - (C_{\text{факт}} / C_{\text{эталон}}). \quad (1)$$

Источники, временно отключённые от мониторинга или не введённые в R , в расчёт $C_{\text{эталон}}$ и $C_{\text{факт}}$ за данный период не включаются.

Величина $C_{\text{эталон}}$ получается суммированием заданных в $\mathbf{R}$ значений по всем контролируемым классам и активным источникам.

$$N = C_{\text{эталон}}(T) = \sum_{j,s} \mathbf{R}[j,s;T],$$

$$DL = \max\left(0, 1 - C_{\text{факт}}/C_{\text{эталон}}\right).$$

Формирование модели динамики DL в зависимости от характеристик системы логирования

Формирование модели динамики DL определяется особенностями инфраструктуры, свойствами поступающих событий ИБ и требованиями к чувствительности оценки качества логирования событий ИБ. Таким образом, возможны два варианта формирования модели динамики DL .

- *Нормированная линейная модель* применяется в условиях устойчивой, предсказуемой среды, где задержки в доставке событий минимальны, а корректирующие мероприятия дают быстрый и отчётливый эффект. Такая модель наиболее подходяща при регулярной доставке событий ИБ, стабильной нагрузке и наличии оперативного доступа к источникам событий. Она обеспечивает высокую чувствительность к изменениям и позволяет быстро отслеживать прогресс итераций PDCA, особенно в тестовых или контролируемых средах.

- *Модель с экспоненциальным сглаживанием* предпочтительна в условиях неустойчивой среды, когда устранение дефицита логирования происходит с задержкой (например, из-за рассинхронизации времени, буферизации событий, неравномерного сбора или агрегации событий). Эта модель снижает влияние временных аномалий, не отражающих устойчивую тенденцию, фильтрует шум и позволяет более реалистично учитывать инерционность изменений.

Под нормированной моделью понимаем рекуррентное обновление DL в долях от $C_{\text{эталон}}(n_i - c_i)/N$ делает метрику безразмерной $[0;1]$ и сопоставимой между источниками и периодами. Нормированная рекуррентная модель

$$DL_i = DL_{i-1} - (c_i - n_i)/N. \quad (2)$$

Ограничения для DL_i :

$$DL_i = \max\{0, \min\{1, DL_{i-1} - (c_i - n_i)/N\}\}.$$

Базовая нормированная линейная модель динамики дефицита логирования DL предполагает, что изменения состояния происходят мгновенно и линейно: каждое улучшение (устранение ошибок) немедленно снижает значение показателя DL . Однако на практике устранение дефицита логирования может быть распределено во времени, зависеть от задержек доставки событий ИБ, интервалов сбора и других факторов.

Под «шумом» в настоящей модели понимаются кратковременные нерегулярные отклонения в объёме поступающих событий, не связанные с реальными изменениями качества логирования, а вызванные техническими причинами: задержками доставки, буферизацией, ротацией логов, несинхронизацией времени, временными сбоями каналов передачи и т. п.

Такие отклонения могут существенно влиять на метрику DL при использовании линейной модели и, как следствие, искажают эффект итерации. Для сглаживания подобных искажений применяется модель с экспоненциальным сглаживанием, в которой коэффициент α подбирается в зависимости от уровня таких колебаний в среде логирования.

В таких случаях полезно использовать модифицированную модель с экспоненциальным сглаживанием.

Определения (нормированная постановка):

- DL_i – значение дефицита логирования на текущей итерации;

- $\alpha \in [0;1]$ – коэффициент инерционности модели. Он определяет, насколько сильно новая итерация влияет на обновлённое значение DL_i .

Чем выше α , тем более «инерционно» ведёт себя модель: медленно реагирует на изменения, но хорошо сглаживает шум.

Чем ниже α , тем быстрее модель реагирует на колебания, но становится чувствительной к единичным всплескам и артефактам.

- $\Delta_i^{(N)} = c_i - n_i$ – чистый эффект итерации (положителен, если устранений больше, чем новых дефицитов логирования). Нормированная постановка:

$$\Delta_i^{(N)} = (c_i - n_i)/N. \quad (3)$$

Для удобства восприятия при построении сглаженной модели используется обозначение $\Delta_i^{(N)}$, соответствующее чистому положительному эффекту итерации: разности между устранёнными c_i и вновь выявленными n_i дефицитами логирования. Сглаженная модель задаётся выражением

$$DL_i = \alpha DL_{i-1} + (1 - \alpha) \left(DL_{i-1} - \Delta_i^{(N)} \right), \quad (4)$$

что эквивалентно:

$$DL_i = DL_{i-1} - (1 - \alpha)(c_i - n_i)/N. \quad (5)$$

Из (5) следует, что скорость уменьшения DL пропорциональна балансу устранённых и новых дефицитов логирования, а степень реакции регулируется параметром α .

Рекомендации по выбору α . Для сред, где возможны задержки при передаче и обработке событий (например, при удалённой отправке логов по протоколу syslog или через буферизующие конвейеры типа Logstash), целесообразно выбирать α в диапазоне 0,7–0,95 с целью сглаживания кратковременных всплесков. Напротив, при локальной, практически мгновенной записи событий в журналы (например, с использованием службы аудита Linux auditd или локального домена journald без промежуточной агрегации) имеет смысл задать меньшее значение α (около 0,2–0,5) для более быстрой реакции модели на изменения.

Методика оценки полноты и точности логирования и их интеграции в показатель DL

Методика предназначена для воспроизводимой оценки качества логирования событий информационной безопасности за фиксированный период T и

последующего включения результатов в цикл улучшений методологии PDCA. Интегральным показателем выступает DL , определяемый формулой (1). Для практического расчёта DL вводятся метрики полноты и точности логирования и регламентируется порядок их вычисления.

Входные данные:

- матрица требований к логированию $\mathbf{R}$;
- набор обязательных полей P^* ;
- события за период T , приведённые к единому формату, без дубликатов и с нормализованным временем.

Формируется $\mathbf{R}$ по результатам анализа текущей инфраструктуры и лог-активности:

- по типам источников (Windows, Linux, БД, СЗИ);
- по количеству таких источников (из CMDB или реестра SIEM);
- по нормативно установленной минимально допустимой частоте появления событий каждого класса за период T , определяемой на основе статистики прошлых периодов и требований политики безопасности.

При этом для каждого класса событий выбирается пороговое значение, которое отражает нижнюю границу нормальной активности (например, если в норме фиксируется 50–100 событий в час, порог устанавливается не ниже 50).

Формирование матрицы $\mathbf{R}$ выполняется на этапе Plan цикла PDCA и может рассматриваться как отдельная процедура подготовки профиля логирования. На практике $\mathbf{R}$ реализуется как конфигурационный справочник требований к логированию: для каждой группы источников и класса событий задаётся селектор (например, EventID) и эталонное условие ожидаемости на период T (минимальная частота/порог). При изменении инфраструктуры (добавление/удаление узлов, новых типов журналов) матрица $\mathbf{R}$ должна пересматриваться и актуализироваться, чтобы эталонное количество событий отражало реальное состояние контролируемой среды.

Выходные данные:

- сквозные метрики за T : полнота $C_{\text{полнота}}$, точность A , интегральный показатель DL ;
- реестр дефицитов (несоответствий) с межкритерийными идентификаторами n_i (новые) и c_i (устранённые) нарушения;
- решения по фазам PDCA, пороговые значения и критерии остановки.

Определения метрик полноты и точности: пусть N – ожидаемое число событий за период T (эталон по матрице $\mathbf{R}$).

Введём: $C_{\text{полнота}} = N_{\text{obs}}/N$, $0 \leq C_{\text{полнота}} \leq 1$,

- полнота логирования:

$$C_{\text{полнота}} = N_{\text{obs}}/N, \quad 0 \leq C_{\text{полнота}} \leq 1. \quad (6)$$

На данном этапе не выполняется проверка на соответствие правилам P^* – в частности, обязательные поля могут быть неполными или содержать невалидные значения. Это позволяет использовать N_{obs} в

качестве общей совокупности, внутри которой вычисляется доля корректных записей;

- точность логирования:

$$A = C_{\text{факт}}/N_{\text{obs}}, \quad 0 \leq A \leq 1, \quad (7)$$

где запись считается корректной, если удовлетворяет правилам P^* (обязательные поля заполнены, значения валидны, временная метка в границах T и в UTC).

Тогда $C_{\text{факт}} = A \cdot N_{\text{obs}}$ и (1) эквивалентна интерпретационному виду

$$DL = 1 - C_{\text{факт}}/N = 1 - A \cdot C_{\text{полнота}}. \quad (8)$$

Соотношение (8) показывает связь предлагаемого показателя DL с известным понятием *log completeness*. Компонент $C_{\text{полнота}}$ отражает полноту поступления ожидаемых событий за период T и соответствует той части оценки, которая близка к *log completeness*. Компонент A отражает долю валидных записей среди наблюдаемых событий и учитывает структурную корректность записей относительно набора обязательных полей P^* . При $A = 1$ показатель DL принимает вид $1 - C_{\text{полнота}}$ и вырождается в дефицит полноты поступления событий. При $C_{\text{полнота}} = 1$ показатель DL принимает вид $1 - A$ и отражает дефицит валидности записей. В общем случае DL является интегральной оценкой совместного влияния двух типов нарушений: непоступления ожидаемых событий и структурной непригодности поступивших записей для последующей обработки в SIEM. Поэтому DL не заменяет показатель *log completeness*, а использует его содержательную основу как один из компонентов более общей модели качества логирования.

Дополнительное отличие DL состоит в привязке оценки к профилю логирования конкретной инфраструктуры: матрице требований $\mathbf{R}$, набору обязательных полей P^* , периоду анализа T и пороговым значениям C_{min} , A_{min} , DL_{max} . В отличие от частных метрик полноты или семантической корректности логов, DL применяется в итерационном цикле PDCA и позволяет количественно отслеживать динамику устранения дефицитов за счёт учёта новых и устранённых нарушений между итерациями.

Для помодульного учёта по классам событий j допускается агрегация по классам событий (равновесное усреднение)

$$DL = 1 - \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m A_j C_{\text{полнота},j}, \quad (9)$$

где m – это количество контролируемых классов событий в матрице $\mathbf{R}$.

Порядок расчёта за период T :

1. Утвердить $\mathbf{R}$, P^* , пороги. C_{min} , A_{min} , DL_{max} ,

C_{min} – минимально допустимая полнота логирования за период T : доля покрытых требуемых событий $C_{\text{полнота}} = N_{\text{obs}}/N$ должна удовлетворять $C_{\text{полнота}} \geq C_{\text{min}}$; A_{min} – минимально допустимая точность логирования: доля валидных записей среди

наблюдённых: $A = C_{\text{факт}}/N_{\text{obs}}$ должна удовлетворять $A \geq A_{\min}$.

$DL_{\max}$ – максимально допустимый интегральный дефицит логирования: по (1) $DL = 1 - C_{\text{факт}}/N$ должна удовлетворять $DL \leq DL_{\max}$, что эквивалентно

$$C_{\text{факт}}/N \geq 1 - DL_{\max}.$$

Пороговые условия согласованности. Для обеспечения корректности вычисления: $C_{\text{полнота}} = \min(N_{\text{obs}}/N, 1)$ при $N_{\text{obs}} = 0$ полагаем $A = 0$; классы с $N = 0$ в расчет периода T не включаются.

Пороговые значения DL согласуются напрямую с формулой $DL = 1 - A \cdot C_{\text{полнота}}$. При заданном целевом $DL_{\max}$ пары $C_{\min}, A_{\min}$ должны удовлетворять

$$C_{\min} \cdot A_{\min} \geq 1 - DL_{\max}.$$

Симметричное решение

$$C_{\min} = A_{\min} = \sqrt{1 - DL_{\max}}.$$

Если один порог задан заранее, второй определяется дробью

$$C_{\min} = (1 - DL_{\max})/A_{\min}.$$

2. Собрать события за период T ; удалить дубликаты; перевести метки времени в UTC; привести поля к единой схеме (P^*); классифицировать записи по классам из матрицы **R**. Результат – нормализованный набор за T , размеченный по классам.

3. По матрице **R** задать эталонное количество записей N за период T (суммируя значения по классам/источникам. Подсчитать N_{obs} – фактически полученные за T записи, относящиеся к классам **R**, до проверки обязательных полей.

4. Применить правила P^* ; число прошедших проверку – $C_{\text{факт}}$ и $C_{\text{факт},j}$.

5. Вычислить метрики:

$$C_{\text{полнота}} = N_{\text{obs}}/N, A = C_{\text{факт}}/N_{\text{obs}}, DL = 1 - C_{\text{факт}}/N.$$

6. Сравнить с порогами $C_{\min}, A_{\min}, DL_{\max}$ и сформировать корректирующие мероприятия.

Определение целевых значений для $C_{\min}, A_{\min}, DL_{\max}$:

1. Фиксация желаемого уровня $DL_{\max} = 0,05$ (не более 5% интегральных потерь/искажений за период T).

2. Из тождества $DL = 1 - A \cdot C_{\text{полнота}}$ следует условие согласованности порогов

$$C_{\min} \cdot A_{\min} \geq 1 - DL_{\max} = 0,95.$$

$C_{\min} = A_{\min} = \sqrt{0,95} \approx 0,975$. В рамках данной статьи используется допустимая асимметрия порогов: $C_{\min} = 0,95$, $A_{\min} = 0,98$. Поскольку $C_{\min} \cdot A_{\min} = 0,931 < 0,95$, критерий $DL \leq 0,05$ применяется как самостоятельное ограничение наряду с условиями $A \geq 0,98$ и $C_{\text{полнота}} \geq 0,95$.

Итерация признаётся успешной, если одновременно выполняются три неравенства:

$$C_{\text{полнота}} \geq C_{\min}, A \geq A_{\min}, DL \leq DL_{\max}.$$

Представление результатов и критерии остановки. По завершении расчётов за период T формируется единый пакет отчётности (формирование отчётности и критериев завершения относится к этапу представления результатов).

1. Карта метрик по классам событий (включённым в матрицу **R**). Для каждого класса j приводятся: N_i – ожидаемое число записей; $C_{\text{факт}}$ – наблюдаемое число; $N_{\text{obs},j}$ – число валидных записей по P^* .

2. Метрики:

$$C_{\min}, A_{\min}, DL_{\max}, C_{\text{полнота},j}, A_j, DL_j.$$

3. Реестр дефицитов: c_i, n_i .

Фаза насыщения и критерии остановки цикла PDCA

После нескольких итераций вклад очередных исправлений может становиться минимальным: остаётся остаточный DL , обусловленный техническими артефактами сбора и доставки (задержки, буферизация и повторные отправки, ротация логов, рассинхронизация времени, ошибки дедупликации/парсинга, кратковременные сбои каналов), а также ограничениями платформы и допустимыми исключениями, закреплёнными в политике логирования. Это и есть фаза насыщения.

Признаки насыщения:

1. $|DL_i - DL_{i-1}| < \varepsilon$ на протяжении k последовательных итераций (типичное $\varepsilon = 0,01 - 0,02$ и $k = 2 - 3$).

2. Оставшиеся нарушения локализованы в немногих классах/источниках и требуют несоразмерных усилий (например, вендорские ограничения).

Практический критерий завершения при насыщении: если все ключевые классы выполняют пороги, а агрегированное $DL \leq DL_{\max}$ и $|DL_i - DL_{i-1}| < \varepsilon$ в течение k итераций, цикл завершается; оставшиеся точечные дефициты переводятся в эксплуатационный реестр корректирующих работ.

Для формализации последовательности действий методика представлена в нотации IDEF0. На контекстной диаграмме A0 (рис. 1) рассматривается обобщённая функция «Оценить качество логирования событий информационной безопасности за период T ». Входами функции являются реестр контролируемых источников и активов, а также события ИБ за период T . Управляющими воздействиями выступают нормативные и внутренние требования, пороговые значения показателей $C_{\min}, A_{\min}, DL_{\max}$, а также правила PDCA и критерии остановки. Механизмами выполнения являются SIEM/ETL-контур, средства анализа и расчёта метрик, эксперт SOC или администратор. Выходами функции являются рассчитанные C, A, DL за период T , реестр выявленных дефицитов и причин, а также корректирующие меры и решение PDCA. Декомпозиция функции A0 (рис. 2) включает четыре этапа: формирование профиля логирования; сбор и нормализацию событий; расчёт показателей C ,

A , DL и выявление дефицитов; формирование корректирующих мер и решения PDCA.

На этапе A1 формируется профиль логирования, включающий матрицу требований R , набор обязательных полей P^* и период анализа T . На этапе A2 события ИБ за период T собираются и приводятся к нормализованному виду. На этапе A3 рассчитываются показатели полноты, точности и дефицита логирования, а также формируется реестр выявленных дефицитов. На этапе A4 по результатам расчёта формируются корректирующие меры и решение о продолжении или завершении итерации PDCA. Выход ОЗ используется не только как результат текущей итерации, но и как обратная связь для уточнения профиля логирования и корректирующих действий на следующей итерации.

Пример расчёта динамики DL

Период наблюдения $T = 1$ ч. Сбор выполняется через Windows Event Forwarding на коллектор `wecapp1`. Рассматривается класс событий «Аутентификация», включающий события из журнала Security: 4624, 4625, 4634, 4672, 4768, 4769, 4776.

Задание эталона: R и расчёт N : пусть $H = \{h_1, \dots, h_{10}\}$ – множество контролируемых узлов домена. Для каждого узла нормативно задана минимальная активность не менее 100 аутентификаций в час (успешных и неуспешных), тогда:

$$R[\text{auth}, h_k, T] = 100, \quad k = 1, \dots, 10,$$

$$N = \sum_{k=1}^{10} R[\text{auth}, h_k, T] = 10 \cdot 100 = 1000.$$

Здесь N – эталонное число записей по матрице R за период T .

Задание правил валидности P^* : для класса «Аутентификация» словарь P^* задаётся в терминах нормализованной схемы события и включает следующий минимум:

$P^* = \{\text{timestamp}, \text{msgid}, \text{subject.id},$
 $\text{account}, \text{domain}, \text{dst.asset},$
 $\text{logon_type}, \text{logon_service},$
 $\text{status}, \text{src/dst}\}.$

Пороговые значения для PDCA: $C_{\min} = 0,95$; $A_{\min} = 0,98$, $DL_{\max} = 0,05$.

Базовое измерение (до исправлений): по итогам сбора и нормализации получено $N_{\text{obs}} = 880$ записей требуемого класса (дефицит покрытия 120). Валидация по P^* выявила 180 некорректных/неполных записей, следовательно, $C_{\text{факт}} = 700$.

$C_{\text{полнота}} = 0,88$, $A = 0,79$, $DL = 0,30$.

Типовые причины дефицита логирования: неполный охват WEF (в том числе Kerberos 4768/4769), выключенный аудит Logon на части хостов, несоответствие времени (локальная TZ вместо UTC), неполная нормализация 4624 (не извлечены LogonType/AuthenticationPackage), отсутствие разрешения активов (только IP без hostname).

Корректирующие мероприятия (фаза Do):

- WEF/подписки: включить WinRM, обновить подписку Security по EventID {4624, 4625, 4634, 4672, 4768, 4769, 4776}; исключить фильтрацию, приводящую к потере LogonType = 3 (Network).

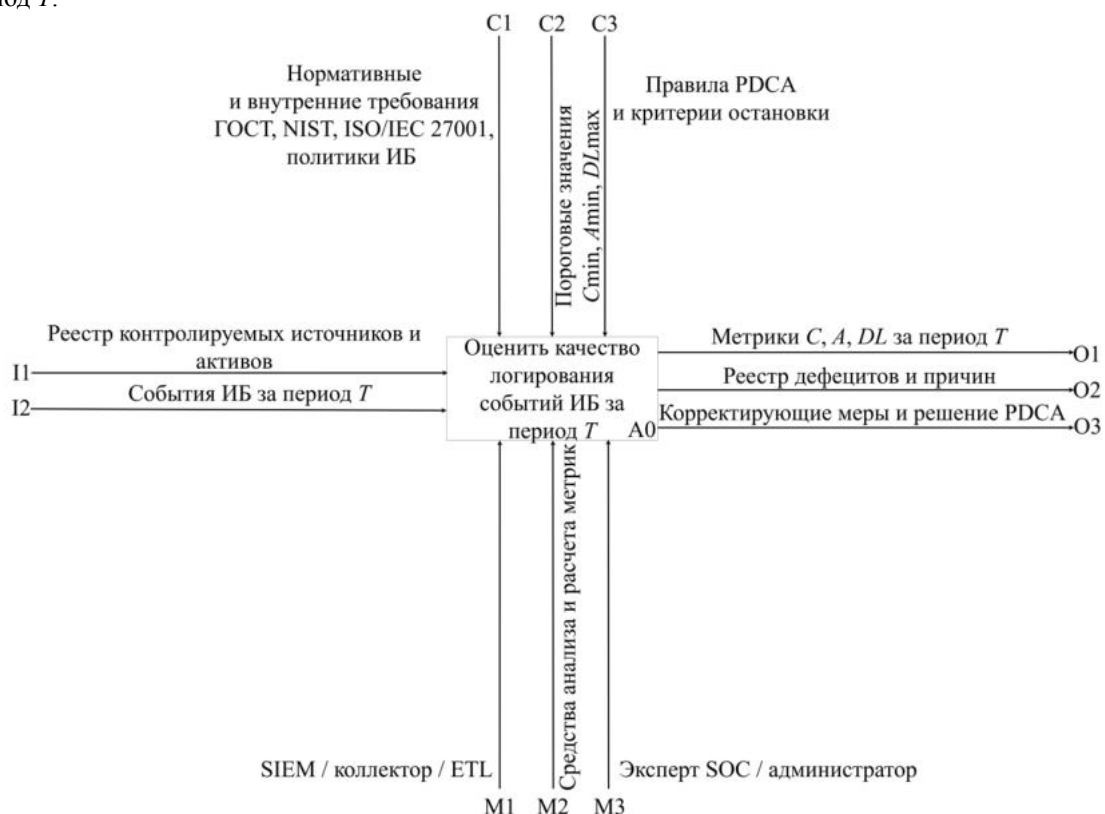


Рис. 1. Контекстная диаграмма A0 методики оценки качества логирования событий ИБ за период T в нотации IDEF0

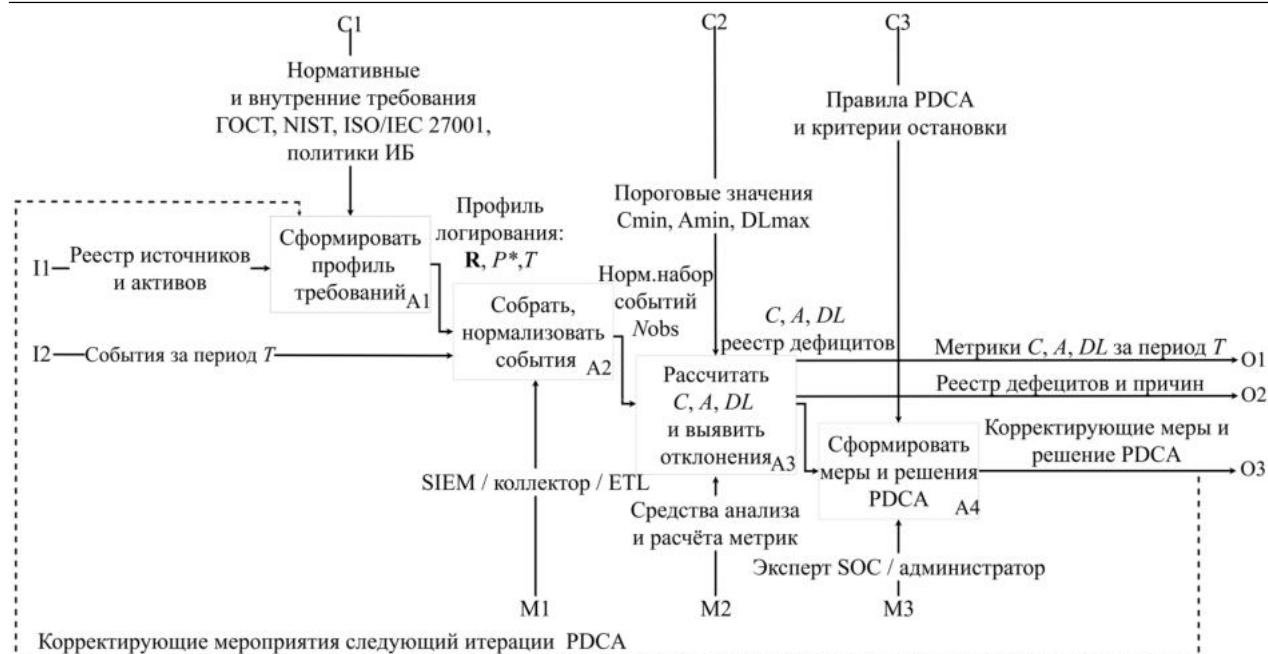


Рис. 2. Декомпозиция функции A0 «Оценить качество логирования событий ИБ за период T» в нотации IDEF0

• Аудит на хостах: включить Success/Failure для «Logon/Logoff» и верифицировать настройку.

• Нормализация/ETL: приводить время к UTC; разбивать поля 4624 (LogonType→logon_type, AuthenticationPackage→logon_service); классифицировать учётные записи с «\$» как machine; обогащать src/dst asset по инвентарю и DNS (IP→FQDN→asset).

Динамика изменений на фазе Check оценивалась с использованием рекуррентной модели при фиксированном эталонном числе записей. Результаты расчёта показателя DL по итерациям PDCA приведены в таблице.

$$DL_i = DL_{i-1} + (n_i - c_i) / N, \quad N = 1000.$$

Динамика DL_i по итерациям PDCA

№ i	Меры изменений	n_i	c_i	DL_i	$C_{\text{факт}}$
0	Исходное состояние	—	—	0,300	700
1	Обновлены WEF-подписки (4624/4768/4769), включён аудит Logon	10	50	0,260	740
2	Нормализация 4624 (LogonType, Kerberos), UTC-время	12	55	0,217	783
3	Обогащение src/dst asset; классификация *\$ как machine	9	48	0,178	822
4	Подключены ранее неохваченные узлы; скорректированы правила отбора событий (фильтрация) в подписках	7	42	0,143	857
5	Точечные правки (W32Time, DNS-записи)	5	38	0,110	890

Интерпретация: за пять итераций DL снизился с 0,3 до 0,11, рост ($C_{\text{факт}}$: 700 → 890). Порог $DL_{\text{max}} = 0,05$ пока не достигнут; цикл PDCA продолжается.

Решение (фаза Act) и критерии завершения: итерация считается успешной при одновременном

выполнении $C_{\text{полнота}} \geq C_{\min}$, $A \geq A_{\min}$, $DL \leq DL_{\max}$. Для достижения целевых значений планируются: довключение аудита на оставшихся серверах, контроль синхронизации времени, расширение обогащения активов, регулярный контроль WEF-подписок.

Заключение

В работе предложена и апробирована методика оценки качества логирования событий информационной безопасности на основе интегрального показателя дефицита логирования DL и итерационного цикла PDCA. В отличие от частных подходов к оценке *log completeness* и семантической корректности логов, показатель DL объединяет полноту поступления ожидаемых событий, валидность записей и межитерационную динамику устранения нарушений в единой количественной модели, ориентированной на применение в SOC/SIEM-контуре.

Методика основана на формировании профиля логирования, включающего матрицу требований R , набор обязательных полей P^* , период анализа T и пороговые значения $C_{\min}$, $A_{\min}$, $DL_{\max}$. Такой профиль позволяет оценивать не только факт поступления ожидаемых событий, но и пригодность полученных записей для последующей нормализации, корреляции и анализа.

На демонстрационном кейсе WEF/WEC показано снижение DL с 0,30 до 0,11 за пять итераций PDCA при росте числа корректных записей с 700 до 890. Полученные результаты подтверждают применимость методики для количественного контроля качества логирования, выявления причин дефицитов и оценки эффекта корректирующих мероприятий. В дальнейшем планируется развить модель за счёт вероятностного эталона потока событий, показателя пригодности событий к корреляции и сценарно-риск-взвешенной агрегации.

Литература

1. Сидак А.А. Стандартизация процессов регистрации событий безопасности, мониторинга и управления инцидентами информационной безопасности / А.А. Сидак, Д.А. Сидак // Двойные технологии. – 2023. – № 3 (104). – С. 58–62.
2. Канев А.Н. Мониторинг событий и обнаружение инцидентов информационной безопасности с использованием SIEM-систем // Международный студенческий научный вестник. – 2015. – № 3-1. – С. 122–123.
3. Cost of a Data Breach Report 2023 / IBM Security; Ponemon Institute. – 2023. – 85 p. [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.ibm.com/reports/data-breach> (дата обращения: 10.03.2025).
4. Cisco Talos Incident Response. Quarterly Report: Q1 2024 Trends. – 2024 [Электронный ресурс]. – URL: <https://blog.talosintelligence.com/talos-ir-q1-2024-quarterly-report> (дата обращения: 12.03.2025).
5. ISO/IEC 27001:2022. Information security, cybersecurity and privacy protection – Information security management systems – Requirements. – Geneva: International Organization for Standardization, 2022. – 33 p.
6. Pascoe C. The NIST Cybersecurity Framework (CSF) 2.0 / C. Pascoe, S. Quinn, K. Scarfone. – Gaithersburg, MD: National Institute of Standards and Technology, 2024. – 32 p. (NIST CSWP 29). DOI: 10.6028/NIST.CSWP.29.
7. European Union Agency for Cybersecurity (ENISA). Technical Implementation Guidance on Cybersecurity Risk Management Measures. June 2025, version 1.0. – Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2025. – 170 p. DOI:10.2824/2702548.
8. Kent K. Guide to Computer Security Log Management / K. Kent, M. Souppaya. – Gaithersburg, MD: National Institute of Standards and Technology (Special Publication 800-92), 2006. – 64 p.
9. Landauer M. Deep learning for anomaly detection in log data: A survey / M. Landauer, S. Onder, F. Skopik, M. Wurzenberger // Machine Learning with Applications. – 2023. – Vol. 12. – Art. 100470. DOI: 10.1016/j.mlwa.2023.100470.
10. Chuvakin A.A. Logging and Log Management: The Authoritative Guide to Understanding the Concepts Surrounding Logging and Log Management / A.A. Chuvakin, K.J. Schmidt, C. Phillips. – Burlington, MA: Syngress, 2013. – 460 p. DOI: 10.1016/C2010-0-65241-2.
11. ГОСТ Р 59548–2022. Защита информации. Регистрация событий безопасности. Требования к регистрируемой информации. – М.: Стандартинформ, 2022. – 70 с.
12. Жемчугов А.М. Цикл PDCA Деминга. Современное развитие / А.М. Жемчугов, М.К. Жемчугов // Проблемы экономики и менеджмента. – 2016. – № 2 (54). – С. 3–28.
13. ISACA. COBIT 2019 Framework: Governance and Management Objectives. – Schaumburg, IL: Information Systems Audit and Control Association, 2018. – 262 p.
14. Cichonski P. Computer Security Incident Handling Guide / P. Cichonski, T. Millar, T. Grance, K. Scarfone. – Gaithersburg, MD: National Institute of Standards and Technology, 2012. – 79 p. (NIST Special Publication 800-61 Rev. 2). DOI: 10.6028/NIST.SP.800-61r2.
15. Gujarati D.N. Basic Econometrics. – 4th ed. – New York: McGraw-Hill, 2003. – 1002 p.
16. Gardner E.S. Exponential smoothing: the state of the art // Journal of Forecasting. – 1985. – Vol. 4, No. 1. – P. 1–28. DOI: 10.1002/for.3980040103.
17. Nise N.S. Control Systems Engineering. – 8th ed. – Hoboken, NJ: Wiley, 2019. – 800 p.

18. Макаренко С.И. Аудит информационной безопасности: основные этапы, концептуальные основы, классификация мероприятий // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 1. – С. 1–29. DOI: 10.24411/2410-9916-2018-10101.

Иванов Андрей Валерьевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. защиты информации Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
К. Маркса пр-т, 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
ORCID: 0000-0003-2002-8572
Тел.: +7 (383-3) 46-08-53, 8-913-708-10-00
Эл. почта: andrej.ivanov@corp.nstu.ru

Киселев Максим Алексеевич

Аспирант каф. защиты информации НГТУ
К. Маркса пр-т, 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
ORCID: 0009-0001-2100-0611
Тел.: +7 (383-3) 46-08-53, 8-951-161-30-45
Эл. почта: asuszenfone_2@mail.ru

Поступила в редакцию: 23.01.2026.

Принята к публикации: 04.05.2026.

Ivanov A.V., Kiselev M.A.

Methodology for Assessing the Quality of Information Security Event Logging in an Iterative Management Cycle Using the Logging Deficit Metric

Relevance. The quality of information security event logging determines the completeness of subsequent normalization, correlation, and incident analysis in SIEM systems. Incomplete or structurally incorrect events reduce infrastructure observability and complicate incident response. **Purpose of the study** is to develop a methodology for the quantitative assessment of information security event logging quality based on the integral logging deficit indicator *DL* and the iterative PDCA cycle. **Methods.** The study uses logging profile formalization, a matrix of event logging requirements, a set of mandatory fields, logging completeness and accuracy metrics, a recurrent *DL* dynamics model, and an IDEF0 representation of the methodology. **Novelty.** A methodology is proposed that combines a logging requirements matrix, a set of mandatory fields, the integral *DL*-indicator, and inter-iteration accounting of newly detected and eliminated deficits in the PDCA cycle. **Results.** Using a Windows authentication event stream as an example, a decrease in *DL* from 0.30 to 0.11 over five iterations is shown, with the number of valid records increasing from 700 to 890. **Practical significance.** The methodology can be applied for formalized logging quality control, prioritizing corrective actions, and integrating event quality assessment into regular information security monitoring processes.

Keywords: PDCA, SIEM, security event logging quality assessment, logging completeness and accuracy, logging deficit, mathematical model, iterative methodologies, ISO 27001, NIST CSF.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-114-123

References

1. Sidak A.A., Sidak D.A. Standardization of processes for security event registration, monitoring and information security incident management. Dual Technologies, 2023, no. 3(104), pp. 58–62 (in Russ.).
2. Kanev A.N. Monitoring sobytiy i obnaruzhenie intsidentov informatsionnoy bezopasnosti s ispol'zovaniem SIEM-sistem [Monitoring of events and detection of information security incidents using SIEM systems]. Mezhdunarodnyi studencheskii nauchnyi vestnik, 2015, no. 3-1, pp. 122–123 (in Russ.).
3. IBM Security; Ponemon Institute. Cost of a Data Breach Report 2023. IBM Security, 2023. 85 pp. Available online: <https://www.ibm.com/reports/data-breach> (accessed: 10 March 2025).
4. Cisco Talos Incident Response. Quarterly Report: Q1 2024 Trends. Cisco Talos, 2024. Available online: <https://blog.talosintelligence.com/talos-ir-q1-2024-quarterly-report> (accessed: 12 March 2025).
5. International Organization for Standardization. ISO / IEC 27001:2022. Information security, cybersecurity and privacy protection – Information security management systems. – Requirements. Geneva, ISO, 2022, 33 p.
6. Pascoe C., Quinn S., Scarfone K. The NIST Cybersecurity Framework (CSF) 2.0. Gaithersburg, MD, National Institute of Standards and Technology, 2024, 32 p. DOI: 10.6028/NIST.CSWP.29.
7. European Union Agency for Cybersecurity (ENISA). Technical Implementation Guidance on Cybersecurity Risk Management Measures. June 2025, version 1.0. Luxembourg, Publications Office of the European Union, 2025, 170 p. DOI: 10.2824/2702548.
8. Kent K., Souppaya M. Guide to Computer Security Log Management. Gaithersburg, MD, National Institute of Standards and Technology, 2006, 64 p. Special Publication 800-92.
9. Landauer M., Onder S., Skopik F., Wurzenberger M. Deep learning for anomaly detection in log data: A survey. Machine Learning with Applications, 2023, vol. 12, art. 100470. DOI: 10.1016/j.mlwa.2023.100470.
10. Chuvakin A.A., Schmidt K.J., Phillips C. Logging and Log Management: The Authoritative Guide to Understanding the Concepts Surrounding Logging and Log Management. Burlington, MA, Syngress, 2013, 460 p. DOI: 10.1016/C2010-0-65241-2.
11. GOST R 59548–2022. Zashchita informatsii. Registratsiya sobytiy bezopasnosti. Trebovaniya k registriruemoy informatsii [Information security. Security event logging. Requirements for logged information]. Moscow, Standartinform Publ., 2022, 70 p. (in Russ.).
12. Zhemchugov A.M., Zhemchugov M.K. Tsikl PDCA Deminga. Sovremennoe razvitiye [Deming's PDCA cycle: modern development]. Problemy ekonomiki i menedzhmenta, 2016, no. 2 (54), pp. 3–28 (in Russ.).
13. ISACA. COBIT 2019 Framework: Governance and Management Objectives. Schaumburg, IL, Information Systems Audit and Control Association, 2018, 262 p.
14. Cichonski P., Millar T., Grance T., Scarfone K. Computer Security Incident Handling Guide. Gaithersburg, MD, National Institute of Standards and Technology, 2012, 79 p. NIST Special Publication 800-61 Rev. 2. DOI: 10.6028/NIST.SP.800-61r2.
15. Gujarati D.N. Basic Econometrics. 4th ed. New York, McGraw-Hill, 2003, 1002 p.
16. Gardner E.S. Exponential smoothing: the state of the art. Journal of Forecasting, 1985, vol. 4, no. 1, pp. 1–28. DOI: 10.1002/for.3980040103.
17. Nise N.S. Control Systems Engineering. 8th ed. Hoboken, NJ, Wiley, 2019, 800 p.
18. Makarenko S.I. Audit of Information Security – the Main Stages, Conceptual Framework, Classification of Types. Systems of Control, Communication and Security, 2018, no. 1, pp. 1–29. DOI: 10.24411/2410-9916-2018-10101 (in Russ.).

Andrey V. Ivanov

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
Head of the Department of Information Security,
Novosibirsk State Technical University (NSTU)
20, K. Marx Ave., Novosibirsk, Russia, 630073
ORCID: 0000-0003-2002-8572
Phone: +7 (383-3) 46-08-53, 8-913-708-1000
Email: andrej.ivanov@corp.nstu.ru

Maxim A. Kiselev

Postgraduate Student, Department of Information Security, NSTU
20, K. Marx Ave., Novosibirsk, Russia, 630073
ORCID: 0009-0001-2100-0611
Phone: +7 (383-3) 46-08-53, 8-951-161-3045
Email: asuszenfone_2@mail.ru

Received: 23.01.2026.

Accepted: 04.05.2026.

УДК 004.056.5:378.3

Шифр специальности ВАК: 2.3.6

И.А. Ветров, А.И. Сацута, В.В. Подтопелный

Специфика выявления компрометации обучающих данных систем искусственного интеллекта

Актуальность. В настоящее время большое распространение получили системы искусственного интеллекта, при этом многие из них уязвимы к атакам отравления обучающих данных: атакуя, злоумышленник целенаправленно вводит вредоносные экземпляры записей в датасет, что приводит к снижению точности модели или появлению скрытых бэкдоров. **Цель исследования.** Разработка подхода к анализу способов негативного воздействия на обучающие наборы, который позволит не только определять наиболее оптимальные воздействия, но и количественно определять степень их серьезности (предполагается разработка системы метрик для количественной оценки атак отравления и построение модели оптимальных действий злоумышленника на основе марковских процессов принятия решений). **Методы.** Применены: двусторонний тест Колмогорова–Смирнова и тест хи-квадрат для сравнения распределений признаков, расстояние Дженсена–Шеннона для оценки дрейфа данных, метод Adversarial Validation, а также алгоритм итерации по значениям для нахождения оптимальной политики в марковском процессе принятия решений. **Научная новизна.** Предложена формальная модель взаимодействия злоумышленника и аналитика как марковского процесса принятия решений с функцией вознаграждения, одновременно учитывающей снижение точности модели, неразличимость отравленных данных и степень их статистического дрейфа относительно контрольного набора. **Результаты.** Получены зависимости вероятности успешной атаки от её масштаба для различных состояний доверия аналитика. Выявлены оптимальные и субоптимальные последовательности атакующих воздействий. Показано, что предложенные метрики количественно характеризуют как эффективность, так и скрытность атаки. **Практическая значимость.** Предложенный подход позволяет на этапе разработки систем искусственного интеллекта оценить восприимчивость используемых наборов данных к атакам отравления и обосновать превентивные меры защиты: регулярный контроль JS-дивергенции, проверку распределения меток классов и применение нескольких статистических тестов для обнаружения аномалий.

Ключевые слова: сетевая атака, нейросеть, датасет, матрица признаков, функция активации, язык программирования Python, марковский процесс принятия решений.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-124-134

Введение

Атаки на модели машинного обучения стали актуальной проблемой в свете их широкой интеграции в различные сферы, такие как финансовые услуги, здравоохранение, безопасность и автономные системы. Основные типы атак включают в свой состав имитационные атаки, атаки с целью обмана, утечку конфиденциальной информации через обратное проектирование моделей, что может нарушить устойчивость самих моделей. Под устойчивостью моделей к атакам понимают меру их чувствительности к изменениям во входных и в обучающих данных.

Одной из ключевых проблем является уязвимость моделей к незначительным изменениям во входных данных, что может существенно повлиять на их функционирование и привести к серьезным последствиям, особенно в критически значимых системах. Атаки отравления моделей машинного обучения, также известные как атаки на обучающие данные, представляют собой угрозы, при реализации которых злоумышленник целенаправленно вводит некорректные или вредоносные данные в обучающий набор, что может вывести модель из строя или заставить принимать ошибочные решения [1]. Атаки на модели машинного обучения, известные как «adversarial attacks», оказывают значительное влияние на их производительность и надежность. Эти атаки представляют собой серьезную угрозу, по-

скольку предполагают использование замаскированных данных при обучении, что затрудняет их обнаружение. В контексте специфики функционирования моделей машинного обучения такие атаки сложно выявлять и предотвращать. Необходимым условием для осуществления данных атак является доступ к хранилищам подготавливаемых данных либо возможность влиять на инструменты их сбора.

Задачей злоумышленника в таком случае является изменение или формирование обучающего набора данных X на этапе сбора информации таким образом, чтобы итоговая модель была обучена на отравленном наборе X_p , который будет гарантировать достижение злоумышленником своих целей. В этом случае специфика модели нарушителя подразумевает следующее:

1. Цель злоумышленника: компрометация целостности и конфиденциальности датасета для снижения качества модели (точность, надёжность), создание условий, при которых модель будет выполнять задачи злоумышленника (например, целевое искажение предсказаний для конкретных входов или классов, создание «слепых зон» для определенных паттернов, активация бэкдора по специфическому триггеру в данных).

2. Мотивация злоумышленников разнообразна. Хотя прямая финансовая выгода таких атак может быть менее очевидной, чем при других видах кибер-

угроз, финансовый аспект исключать нельзя. Мотивация злоумышленников включает как прямую выгоду (например, манипуляция финансовыми моделями), так и косвенную (компрометация конкурента в рамках корпоративного шпионажа или конкурентной борьбы). Другие распространенные мотивации следующие: любопытство и интеллектуальные вызовы, политические/идеологические причины, поиск и эксплуатация уязвимостей. При выборе цели злоумышленник фокусируется на датасетах для критически важных моделей, где последствия успешной атаки максимальны (финансовый ущерб, репутационные потери, безопасность), или на моделях, переобучение которых исключительно ресурсоемко. Доступность конвейера данных для внедрения элементов компрометации является важнейшим фактором при выборе цели.

3. Уровень осведомлённости об атакуемом объекте и доступ к нему должен быть высоким. Это позволяет злоумышленникам эффективно планировать и осуществлять свои действия.

4. Требования, предъявляемые к знаниям и ресурсам злоумышленника при осуществлении атаки, следующие: злоумышленник должен обладать знаниями об архитектуре и поведении целевой модели (например, понимать используемые алгоритмы, знать или уметь оценить порог уверенности предсказаний), и, как правило, иметь доступ к репрезентативным данным (тестовому набору) для оценки эффективности своей атаки. Он также должен контролировать параметры атаки, такие как доля отравляющих данных.

5. Специфика подхода к реализации следующая: злоумышленник должен обладать возможностью осуществлять изменения меток параметров, генерировать экземпляры, смещающие границы решений, искажать непрерывные признаки (для внесения шума). Следует учитывать, что в этих условиях атака может проводиться итеративно (постепенное внедрение ложных данных) и адаптивно (корректировка стратегии на основе наблюдаемых промежуточных результатов обучения, если доступны), чтобы повысить скрытность и эффективность.

Таким образом, последовательность вредоносных действий предполагает поэтапное приближение к требуемому злоумышленнику результату. При этом злоумышленнику необходимо верифицировать результаты атакующих воздействий. Для подтверждения эффективности атаки до эксплуатации целевой модели злоумышленник может использовать методы обучения *shadow model* или методы сложного анализа статистических свойств отравленного датасета, что требует дополнительных вычислительных ресурсов и глубокого понимания процесса обучения. Таким образом, последовательность атакующих действий должна злоумышленником предусматриваться заранее и включать этапы компрометации и верификации результатов.

Можно предположить, что злоумышленник будет стремиться экстремально быстро приблизиться к требуемым результатам. Однако следует учитывать,

что важнейшим фактором успешности атаки является возможность злоумышленника обеспечить скрытность компрометации, которая напрямую связана с моделью взаимодействия с компрометируемым объектом. Отравленные данные должны быть статистически неотличимы от легитимных при стандартном анализе (EDA).

Также злоумышленник может использовать тактику *clean-label poisoning* (корректные метки, но вредоносные признаки). Злоумышленник стремится минимизировать процент отравленных данных для снижения риска обнаружения. Эффект атаки должен проявляться только при работе обученной модели на специфических входах (триггерах) или в виде скрытого снижения обобщающей способности.

6. Уровень квалификации злоумышленника должен быть высоким (процедура компрометации датасетов требует знания принципов реализации обучения моделей искусственного интеллекта). Требуется качественная математическая подготовка, которая необходима для проведения математического анализа промежуточных результатов и оценки эффективности атак.

7. Тип нарушителя: внешний и/или внутренний. Внутренний нарушитель должен иметь легитимный доступ к конвейеру данных (сбор, очистка, разметка, хранение). Внешний нарушитель должен обладать возможностью эксплуатации уязвимостей в системах сбора данных (веб-скрапинг с подменой, скомпрометированные API, IoT-устройства), конвейерах обработки данных (уязвимости в инструментах ETL/ELT, хранилищах данных), процессах разметки данных (подразумевается внедрение злонамеренных разметчиков или компрометация платформы), иметь возможность компрометации сторонних поставщиков данных или библиотек предобработки.

Примерами атак отравления могут быть атаки смены меток (целевые или нецелевые), добавление шума к чистым данным, атаки с чистой меткой. В задачах классификации или многоклассовой классификации целевые атаки отравления направлены на понижение вероятности верного определения целевых классов. Нецелевые атаки направлены на понижение количественных метрик моделей, например, таких, как точность или полнота. За последнее время проведено множество исследований, посвященных анализу безопасности как датасетов, так и моделей машинного обучения [1–7]. Эти работы охватывают различные аспекты, такие как выявление уязвимостей в данных и оценка устойчивости моделей к различного рода атакам, включая как атаки на наборы данных, так и атаки на сами модели.

Исследователями предлагались различные подходы по анализу эффективности тех или иных атак отравления (так, например, рассматривается и сравнивается эффективность атак отравления данных путём смены меток и отравления параметров датасетов) [2]. В данном исследовании рассматриваются вопросы восприимчивости моделей к таким видам атак, специфика влияния атак на метрики точности моде-

лей, кроме того, анализируется зависимость коэффициента успешности атаки от процентов отравления исходных данных. Аналогичные работы существуют в задачах регрессии, но уже с использованием соответствующих метрик моделей [3, 4]. Подобные исследования проводятся в области состязательных атак на модели машинного обучения, результатами которых является анализ эффективности соответствующих атак и их аналитическое обоснование [5–7].

Вопросы компрометации обучающих данных можно рассматривать в рамках моделирования атакующих воздействий на датасеты систем искусственного интеллекта (в данном случае используется модель «деревья решений»). Соответственно, при моделировании требуется изучить: специфику формирования контрольного набора данных (относительно которого проводится анализ схожести используемых при обучении данных); специфику формирования тестового набора данных, компрометируемых во время атаки.

Следует выделить метапараметры системы моделирования: название столбца меток и наименование класса большинства. В результате можно будет получить множество оптимальных и субоптимальных наборов атакующих воздействий для различных состояний модели системы искусственного интеллекта, которые характеризуются степенью доверия. Это позволит определить эффективность возможных действий злоумышленника и дать оценку качества тестового набора данных.

В этом случае актуальны следующие способы компрометации датасетов: атака смены меток, целевая атака смены меток, атака внесения шума. Все подобные атаки исследуются с учетом наличия чистого тестового набора и доли данных, подвергаемых изменению (отравлению).

Датасеты, рассматриваемые в предлагаемом моделировании, создавались по методологии SMOTE, которая использует алгоритм ближайших соседей для генерации синтетических примеров каждого класса меньшинства в заданном объеме и затем присваивает сгенерированным наблюдениям метку класса большинства. В итоге контрольный набор формируется из исходных (чистых) данных, а тестовый набор – из модифицированных (отравленных) экземпляров.

Метрики атак отравления, описывающие возможность и последствия их реализации

При моделировании порядка компрометации датасетов оценка схожести и различимости контрольного и отравленного набора данных является важнейшей задачей, сутью которой является определение того, какое влияние оказала атака на структуру набора данных, на распределение его признаков и классов. Для получения исходных данных процесса моделирования атаки решается задача оценки схожести контрольного и отравленного наборов данных. Эта задача аналогична задаче анализа дрейфа данных. Таким образом, имеет место сравнение полученных наборов данных посредством проведения статистических тестов и измерение метрик расстояния между моделями.

Поскольку в исходном наборе данных присутствуют как непрерывные, так и категориальные признаки, используются разные статистические тесты.

Для всех тестов за нулевую гипотезу H_0 принимается равенство или идентичность эталонного и эмпирического распределений вероятностей или частот. Другими словами, проверяется, действительно ли данные принадлежат одной генеральной совокупности. За конкурирующую гипотезу H_1 принимается различие распределений анализируемого признака в контрольном и полученном наборах данных (т.е. $H_1 = H_0$).

Результатом проведения тестов с заданным уровнем значимости α ($\alpha \in \{0,1; 0,05; 0,01\}$) является получение p -значения. Уровень значимости α представляет собой вероятность ошибки первого рода (табл. 1, 2), т.е. это вероятность отбрасывания гипотезы H_0 , когда она на самом деле справедлива. На основе p -значения делается статистический вывод о том, обнаружены ли статистически достоверные различия между распределениями.

Для анализа непрерывных признаков предлагается использовать двусторонний непараметрический тест Колмогорова–Смирнова, важной особенностью которого является чувствительность к различиям в форме распределений и их сдвигу [8]. Статистикой D (1) данного теста является максимальная абсолютная разница между двумя кумулятивными функциями распределения: $F_{1,n}(x)$ для первой выборки объемом n и $F_{2,m}(x)$ для второй выборки объемом m . Таким образом, данный критерий количественно определяет расстояние между эмпирическими функциями распределения (рис. 1).

$$D_{n,m} = \sup_x |F_{1,n}(x) - F_{2,m}(x)|. \quad (1)$$

Таблица 1
Практический смысл уровней значимости

Уровень значимости	Решение	Возможный статистический вывод
$p > 0,1$	H_0 не может быть отклонена	Статистически значимые различия не обнаружены
$p \leq 0,1$	Есть основания сомневаться в истинности H_0	Различия обнаружены на уровне статистической тенденции
$p \leq 0,05$	Значимые сомнения в истинности H_0	Обнаружены статистически значимые различия
$p \leq 0,01$	Отклонение H_0	Различия обнаружены на высоком уровне статистической значимости

Таблица 2
Ошибки первого и второго рода

	Решение	
	Не отвергать H_0	Отвергнуть H_0
Справедлива H_0	Правильное с вероятностью $1 - \alpha$	Ошибочное с вероятностью α
Справедлива H_1	Ошибочное с вероятностью β	Правильное с вероятностью $1 - \beta$

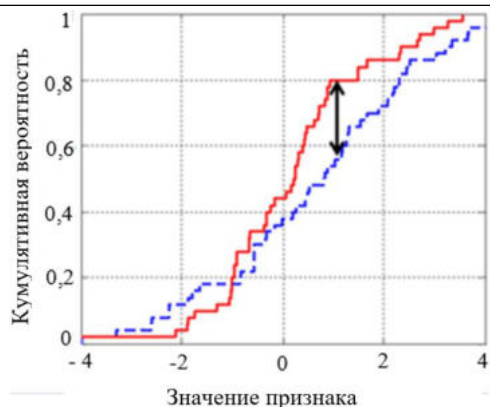


Рис. 1. Статистика теста Колмогорова–Смирнова

Для анализа категориальных признаков используется тест хи-квадрат. Статистика критерия согласия хи-квадрат вычисляется по формуле (2), в которой n_i – число выборочных значений, $P_i(\theta)$ – это вероятность попадания значения в i -й интервал (параметр θ оценивается по контрольному набору данных), а n – это общее число наблюдений. Данный тест имеет ограничение на количество наблюдений в выборке. Кроме того, он предполагает, что количество наблюдений в каждом классе не меньше 5.

$$\chi_n^2 = n \sum_{i=1}^k \frac{\left(\frac{n_i}{n} - P_i(\theta) \right)^2}{P_i(\theta)}. \quad (2)$$

Рассмотренные статистические тесты отвечают на вопрос, принадлежит ли признак из контрольного набора данных и этот же признак из отравленного набора данных одной генеральной совокупности, но не отвечают на вопрос о том, насколько они схожи или различны.

Для определения степени похожести используется расстояние Дженсена–Шеннона (Jensen–Shannon distance, далее JSD- или JS-дивергенция) (позволяет измерить информационное расстояние между двумя вероятностными распределениями). Данная мера основывается на дивергенции Дженсена–Шеннона и является её квадратным корнем. В отличие от дивергенции Кульбака–Лейблера, расстояние Дженсена–Шеннона является симметричным и ограниченным на отрезке $[0, 1]$. Оно рассчитывается по формуле (3), где $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$, $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_n\}$ – это входные распределения, KLD – дивергенция Кульбака–Лейблера (4, 5), а M – среднее распределение (рассчитывается как $M = 1/2 (P + Q) = \{m_1, m_2, \dots, m_n\}$). Таким образом, для определения степени похожести наборов данных используется кумулятивная JS-дивергенция, которая определяет степень различия двух наборов данных в целом.

$$\text{JSD}(P||Q) = \sqrt{\frac{1}{2} \text{KLD}(P||M) + \frac{1}{2} \text{KLD}(Q||M)}, \quad (3)$$

$$\text{KLD}(P||M) = \sum_{i=1}^n p_i \log \frac{p_i}{m_i}, \quad (4)$$

$$\text{KLD}(Q||M) = \sum_{i=1}^n q_i \log \frac{q_i}{m_i}. \quad (5)$$

Кроме того, с целью обеспечения более комплексного подхода используется методика обнаружения дрейфа Adversarial validation (далее – AV) или метод подмены задачи [9]. Целью данного подхода является обучение бинарного классификатора на объединенных наборах данных, где данные контрольного набора помечаются с помощью метки 0, а остальные – с помощью метки 1. Приводимая методика основывается на предположении о том, что если экземпляры отравленного датасета статистически не отличаются от экземпляров контрольного набора, то модель будет с трудом различать данные различных групп, следовательно, классификационная метрика (в данном случае используется метрика AUC_{ROC} (Area Under the Receiver Operating Characteristic Curve – площадь под ROC-кривой), которая позволяет измерять качество бинарного классификатора) должна быть $\text{AUC}_{\text{ROC}} \approx 0,5$. В противном случае, если обученная модель способна успешно разделять группы данных, то между данными наблюдаются существенные статистические различия, а значит, метрика $\text{AUC}_{\text{ROC}} \gg 0,5$ [9].

Далее при моделировании к отравленным моделям применяется конвейер машинного обучения, который задаётся пользователем, иначе реализация данного подхода сводится к решениям модели AutoML [10]. Для обучения многоклассового различения применяется ансамблевый алгоритм градиентного бустинга (в программной реализации используется sklearn), который имеет важные преимущества (высокая точность прогнозирования, устойчивость к переобучению) [11]. Таким образом, при обучении моделей на отравленных и чистых данных допустимо применять алгоритм градиентного бустинга с перекрёстной проверкой и ранней остановкой, размер вариационной выборки составляет 25%.

Следует учесть специфику оценки качества обученной модели (используется метрика AUC_{ROC} (6)). Оценка качества подразумевает вычисление площади под ROC-кривой, которая строится как параметрическая зависимость точек (FPR_t , TPR_t), полученных при варьировании порога принятия решения $t \in [0, 1]$ с использованием формул (7) и (8).

$$\text{AUC}_{\text{ROC}} = \int_0^1 \text{TPR}(t) d\text{FPR}(t), \quad (6)$$

$$\text{TPR}_t = \frac{\text{TP}_t}{\text{TP}_t + \text{FN}_t}, \quad (7)$$

$$\text{FPR}_t = \frac{\text{FP}_t}{\text{FP}_t + \text{TN}_t}. \quad (8)$$

В данном случае TP_t , FP_t , TN_t , FN_t – это элементы матрицы ошибок при фиксированном пороге t , а ROC-кривая задаёт отображение порога t в плоскость (FPR_t , TPR_t), что позволяет рассматривать AUC_{ROC} как интеграл Римана–Стилтьеса по функции $\text{FPR}(t)$.

Для конечной выборки $\text{FPR}(t)$ является ступенчатой функцией, поэтому интеграл Стильеса сводится к конечной сумме по точкам скачков, что соответствует стандартной дискретной процедуре вычисления AUC через упорядочивание предсказа-

ний. В случае многоклассовой классификации используется стратегия «один против одного». Для каждой пары классов вычисляется значение AUC_{ROC} , а затем результаты усредняются по всем парам (9):

$$AUC_{ROC_{ovo}} = \frac{1}{c(c-1)} \sum_{j=1}^c \sum_{k=1, k \neq j}^c (AUC_{ROC}(j|k) + AUC_{ROC}(k|j)), \quad (9)$$

где c – количество классов, а $AUC(j|k)$ – метрика класса j относительно k , где класс j является положительным, а k – отрицательным.

При реализации и обучении моделей типа AV также используется ансамблевый алгоритм градиентного бустинга с двумя классами.

Полученные решения используются как параметры функции вознаграждений модели марковских процессов принятия решений (МППР). То есть они определяются с помощью меры успешности атаки, которая оценивается через снижение точности модели, а также с помощью меры статистического дрейфа, вычисляемой при сравнении актуального набора данных с контрольным.

Поиск эффективных последовательностей действий злоумышленника при компрометации обучающих данных

Марковские процессы принятия решений являются мощным инструментом для моделирования стохастических систем, где выбор действий агентом влияет на переходы его между состояниями [12]. Состояния МППР в данном контексте соответствуют различным фазам взаимодействия между злоумышленником и аналитиком, который проверяет новые поступающие данные, тогда как действия агента отражают различные стратегии модификации данных.

Формально полностью наблюдаемый Марковский процесс принятия решений представляет собой множество (S, A, P, R, γ) , где

- $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ – множество состояний;
- $A = \{a_1, a_2, \dots, a_k\}$ – множество действий;
- $P: S \times A \rightarrow S$ – функция перехода между состояниями;

– $R: S \times A \times S \rightarrow \mathbf{R}$ – функция вознаграждения, дающая агенту мгновенное вознаграждение за применённое им действие;

– $\gamma \in [0, 1]$ – коэффициент дисконтирования, суть которого заключается в определении того, насколько награда в настоящем важнее награды в будущем (при равенстве 1 модель будет пытаться максимизировать ожидаемую сумму будущих вознаграждений).

Важным понятием в контексте Марковских процессов принятия решений является политика $\pi \in \Pi$ (14), которая описывает стратегию выбора действия $a \in A$ для состояния $s \in S$, где Π – это множество всех возможных политик.

Целью моделирования при использовании МППР является максимизация суммарной ожидаемой награды (10) на шагах t , которая достигается путём нахождения оптимальной политики π^* (11) из множества всевозможных политик, где $V^\pi(s)$ – это ожидаемая полезность стратегии π из начального состояния s_{start} (12).

$$V^\pi(s) = \sum_{t=1}^{\infty} \gamma^{t-1} R(s_t, a_t), \quad (10)$$

$$\pi^*(s_{start}) = \operatorname{argmax}_{\pi} V^\pi(s_{start}), \quad (11)$$

$$V_{k=1}^\pi(s) = R(s, \pi(s), s') + \gamma \sum_s P(s'|s, \pi(s)) V^\pi(s') \quad (12)$$

Таким образом, модель МППР формулируется относительно входного тестового набора данных. Агент марковского процесса принятия решений может находиться в одном из возможных состояний, которые формируют множество состояний $S = \{S_y, S_b, S_n, S_c, S_v\}$ и представляют собой требования, выдвигаемые аналитиком при проверке набора данных. Данные состояния имеют следующий смысл:

– S_b – состояние, описывающее высокие ожидания по схожести набора данных на контрольный набор; для проведения статистических тестов в данном состоянии используется уровень доверия $\alpha = 0,10$, характеризующее высокие требования к сходству, по совместительству данное состояние является начальным;

– S_c – состояние, описывающее средние ожидания по схожести набора данных на контрольный набор; для проведения статистических тестов используется уровень доверия $\alpha = 0,05$;

– S_n – состояние, описывающее низкие ожидания по схожести набора данных на контрольный набор; для проведения статистических тестов используется уровень доверия $\alpha = 0,01$;

– S_b – состояние блокировки, описывающее невозможность набора данных успешно пройти проверку на сходство;

– S_y – состояние успеха, описывающее успешное прохождение проверки на сходство для одного из состояний доверия.

Кроме того, состояния S_b и S_y являются терминальными состояниями, это означает, что при достижении агентом этих состояний моделирование завершается.

Множество действий задаётся как пересечение множества, соответствующих разновидностям атак, $A = A_{LF} \cup A_{TLF} \cup A_{Noise} \cup A_{AdvEx}$, где

– A_{LF} – множество действий, соответствующих атаке смены меток (Label Flipping (LF)) с заданной степенью воздействия;

– A_{TLF} – множество действий, соответствующих атаке целевой смены меток (Targeted Label Flipping (TLF)) с заданной степенью воздействия;

– A_{Noise} – множество действий, соответствующих атаке внесения шума (Noise Injection (Noise)) с заданной степенью воздействия;

– A_{AdvEx} – множество действий, соответствующих атаке добавления синтетических наблюдений (Adversarial Examples (AdvEx)) с заданной степенью воздействия.

В соответствии с заданными множествами состояний и действий, модель возможно визуализировать, используя граф (рис. 2).

Функция переходов в МППР представляет собой отображение, которое с заданной вероятностью переводит агента из состояния s в состояние s' посредством действия a .

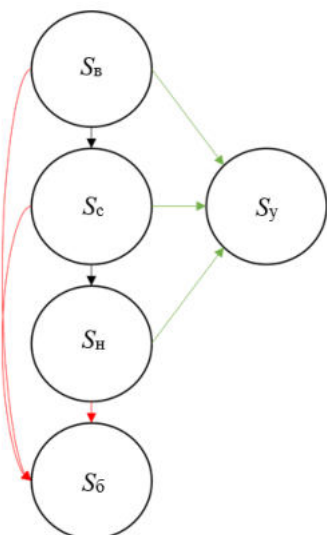


Рис. 2. Граф Марковского процесса принятия решений

Вероятность смены состояния вычисляется с использованием формулы полной вероятности (13):

$$P(A) = \sum_{i=1}^n P(B_i)P(A|B_i). \quad (13)$$

Здесь n – это количество столбцов в наборах данных, $P(A)$ – вероятность события A , заключающегося в идентичности двух наборов данных, $P(B_i)$ – вероятность события B_i , означающего, что аналитик выбирает i -е столбцы наборов, а условная вероятность $P(A|B_i)$ означает вероятность того, что наборы данных будут идентичны, основываясь на выбранном i -м признаке.

События B_i образуют полную группу событий, означающую, что $\sum P(B_i) = 1$, данные вероятности вычисляются посредством нормализации весов важности признаков и столбца меток. Так как столбец меток задаёт задачу классификации, которая без него нецелесообразна, он имеет вес, равный сумме важностей всех признаков.

С практической точки зрения это означает, что аналитик с наибольшей вероятностью обратит своё внимание на изменения в распределении и балансе классов. Массив важностей столбцов представляет собой следующий список, где w_i – это вес i -го признака:

$$[w_1, w_2, \dots, w_{n-1}, \sum_{i=1}^{n-1} w_i]. \quad (14)$$

Таким образом, $P(B_i) = w_i / \sum_{i=1}^n w_i$ для $i=1, 2, \dots, n$, а вероятность (15) определяется путём проведения для столбца i соответствующего статистического теста, где α – уровень доверия, задаваемый текущим состоянием агента, H_0 – это гипотеза об идентичности распределений столбцов.

$$P(A|B_i) = \begin{cases} 1 - \alpha, & \text{гипотеза } H_0 \text{ не отвергнута} \\ & (\text{различия не значимы}); \\ 0, & \text{гипотеза } H_0 \text{ отвергнута} \\ & (\text{различия не значимы}). \end{cases} \quad (15)$$

Зависимость вероятностей проведения атаки от их масштаба с учетом состояния доверия (низком, среднем, высоком) при условии использовании сформированных (синтетических) датасетов позволяет определить специфику выбора действий злоумышленником (или отсутствие выбора (clean)) в процессе атак (рис. 3).

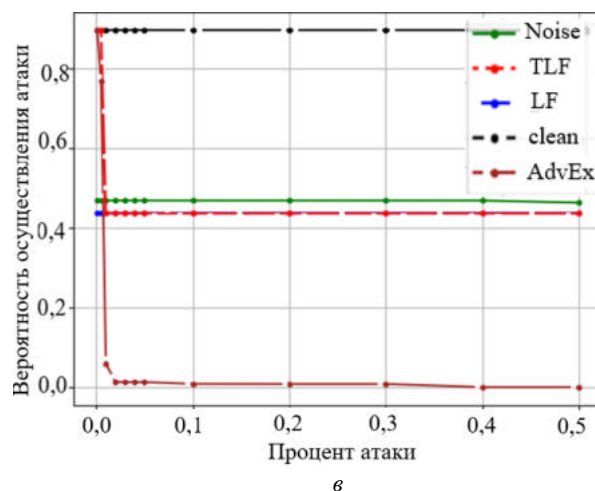
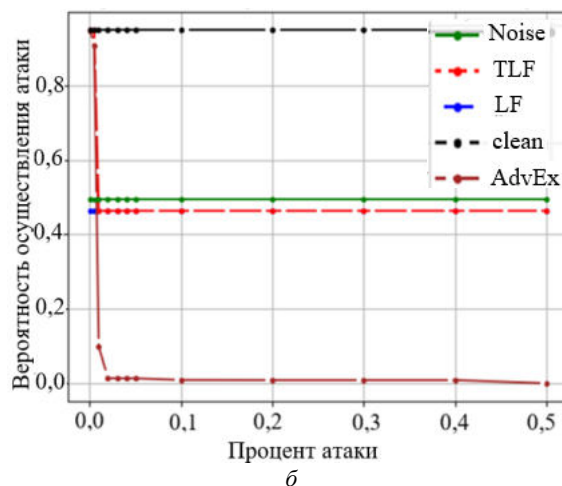
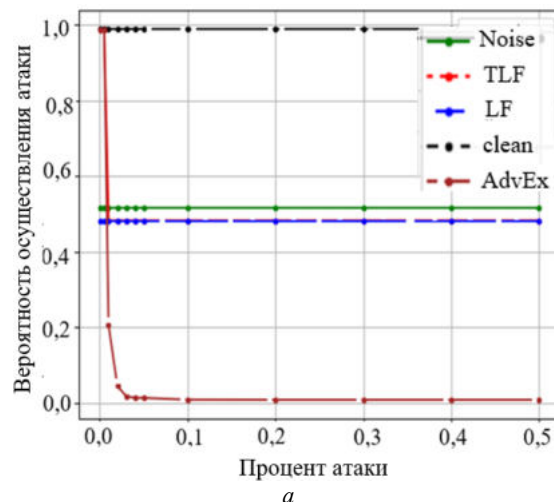


Рис. 3. Зависимость вероятностей проведения атаки от их масштаба для состояния: низкого доверия – а; среднего доверия – б; высокого доверия – в

Функция вознаграждений определяется с помощью меры успешности атаки (оценивается через снижение точности модели) и с помощью меры дрейфа сравниваемого набора данных относительно контрольного. Таким образом, функция наград представляет собой (16), где

- $s \in \{S_b, S_c, S_n\}$ – текущее состояние;
- $\beta \in [0, 1]$ – это коэффициент, обозначающий, насколько сильно следует учитывать сдвиг в данных при создании награды; $\beta = 1$ означает, что результирующий дрейф данных полностью учитывается, $\beta = 0$ означает, что при определении оптимальной атаки значение имеет только итоговая метрика;
- CONTROL_{DS} – контрольный набор данных;
- DS_a – отравленный набор данных посредством атаки a ;
- Model_{DS_a} – модель, обученная на отравленном наборе данных DS_a ;
- $\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}$ – adversarial validation модель, обученная отличать отравленный набор данных от контрольного;
- $\text{AUC}_{\text{ROCmacro}}(\text{Model}_{DS_a})$ – макроAUCROC – метрика для модели Model_{DS_a} ;
- $D(\text{Model}_{DS_a})$ – метрика неразличимости, вычисляемая на основе $\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}$ (17) [13];
- $\text{JSD}(\text{CONTROL}_{DS}, DS_a)$ – кумулятивная JS-дивергенция между контрольным и отравленным набором данных.

$$R(s, a, s_y) = \frac{(1 - \text{AUC}_{\text{ROCmacro}}(\text{Model}_{DS_a})) + (1 - D(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}})) + (1 - \text{JSD}(\text{CONTROL}_{DS}, DS_a))}{2}.$$

(16)

Значение функции вознаграждения не нормировано и может превышать 1, однако это не влияет на сравнение политик при фиксированном β . Для переходов, не ведущих в состояние S_y , значение функции вознаграждения принимается равным 0, так как только успешное прохождение проверки даёт положительный сигнал агенту. Использование метрики $\text{AUC}_{\text{ROCmacro}}$ обусловлено возможной несбалансированностью в распределении классов. Следовательно, применение метрики Ассигасу может привести к неправильной интерпретации результатов (рис. 4).

Кроме того, $\text{AUC}_{\text{ROCmacro}}$ позволяет объективно оценить обученную модель для разных порогов принятия решений, что означает меньшее влияние на оценку гиперпараметров модели (рис. 5).

При этом следует учитывать, что $\text{AUC}_{\text{ROC}}(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}})$ является AUC_{ROC} -метрикой для модели $\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}$, пороговым значением которой является 0,5, ввиду того, что в таком случае модель классификации распознаёт наблюдения не лучше случайного классификатора.

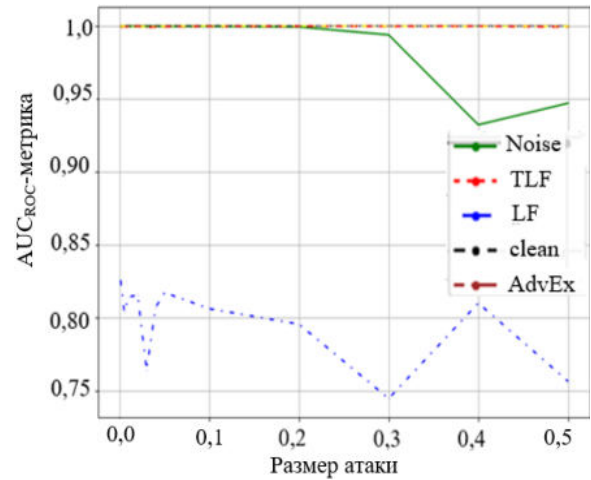


Рис. 4. Зависимость AUCROC-метрики от масштаба атаки

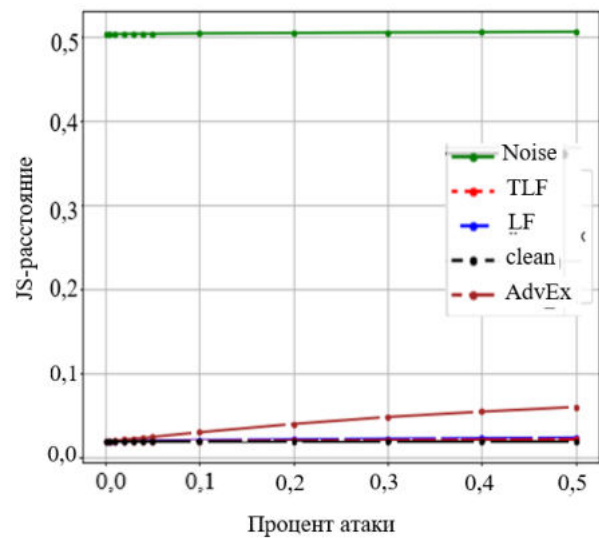


Рис. 5. Зависимость расстояния Дженсена–Шеннона от масштаба атаки

Для определения оптимальной стратегии для каждого состояния используется алгоритм итерации по значениям (Value Iteration) [13]. Данный алгоритм имеет следующие преимущества:

1. Точность результатов.
2. Скорость вычисления оптимальной стратегии.
3. Простота интерпретации работы алгоритма и его результатов.

На вход алгоритму итерации по значению передаются функции переходов и вознаграждения, параметр дисконтирования γ и порог сходимости Δ_0 . Целью алгоритма является нахождение такой политики, которая максимизирует функцию ценности состояния (17), путём итеративного обновления функции ценности для каждого состояния (с помощью условия оптимальности Беллмана (18)) [13].

$$D(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}) = \begin{cases} (\text{AUC}_{\text{ROC}}(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}) - 0,5) \times 2, & \text{AUC}_{\text{ROC}}(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}) > 0,5, \\ 0, & \text{AUC}_{\text{ROC}}(\text{AV}_{\text{Model}_{DS_a}}) \leq 0,5. \end{cases} \quad (17)$$

Основным фактором при определении оптимальной политики является достижение сходимости значений $V(s)$ (разница между значениями ценности текущей и значениями ценности предыдущей итерации должна быть минимальна, т.е. ниже какого-либо заданного порога Δ_0).

$$V(s) = \max_{a \in A} \sum_{s' \in S} P(s, a, s') [R(s, a, s') + \gamma V(s')]. \quad (18)$$

Для нахождения оптимальной политики для всех состояний необходимо вычислить значения ценности при условии, что $V(S_y) = V(S_6) = 0$ (так как S_y и S_6 являются терминальными состояниями успеха и блокировки соответственно). Требуется определить Марковский процесс принятия решений на основе вышеперечисленных установок при заданных процентах отравления $[0,1; 0,2]$. Пространство действий A в этом случае представляет собой множество $A = A_{LF} \cup A_{TLF} \cup A_{Noise} \cup A_{AdvEx}$, где

– $A_{LF} = \{LF_{0,1}, LF_{0,2}\}$ – множество действий, которые производят случайные смены меток у 10% объектов датасета ($LF_{0,1}$) и у 20% объектов ($LF_{0,2}$);

– $A_{TLF} = \{TLF_{0,1}, TLF_{0,2}\}$ – множество действий, подразумевает целевые смены меток у 10% объектов датасета ($TLF_{0,1}$) и у 20% объектов ($TLF_{0,2}$);

– $A_{Noise} = \{Noise_{0,1}, Noise_{0,2}\}$ – множество действий, которые реализуют добавление случайного шума к признакам 10% объектов ($Noise_{0,1}$) и к признакам 20% объектов ($Noise_{0,2}$);

– $A_{AdvEx} = \{AdvEx_{0,1}, AdvEx_{0,2}\}$ – в этом случае реализуется генерация и добавление синтетических объектов в объёме 10% от исходного датасета ($AE_{0,1}$) и в объёме 20% ($AE_{0,2}$).

Упрощённые формулы для функции ценности состояний $V(S_H)$, $V(S_C)$ и $V(S_B)$ в МППР соответствуют структуре исходной модели. Они точно отражают топологию переходов, учитывают терминальные состояния (S_y , S_6) с нулевой ценностью ($V(S_y) = V(S_6) = 0$), а также корректно применяют коэффициент дисконтирования только для нетерминальных состояний.

Формула полезности для состояния S_H (низкие ожидания, $\alpha = 0,01$) допускает переходы только в терминальные состояния S_y (успех) и S_6 (блокировка), что соответствует структуре графа переходов, она максимизирует ожидаемое вознаграждение по всем действиям (19).

$$V(S_H) = \max_{a \in A} \sum_{s' \in \{S_y, S_6\}} P(S_H, a, s') [R(S_H, a, s') + \gamma V(s')]. \quad (19)$$

Для состояния S_C (средние ожидания, $\alpha = 0,05$) слагаемые для терминальных состояний (S_y , S_6) равны нулю, поэтому эти состояния исключены из формального описания (20).

$$V(S_C) = \max_{a \in A} \sum_{s' \in \{S_y, S_6\}} P(S_C, a, s') * R(S_C, a, s') + P(S_C, a, S_H) * (R(S_C, a, S_H) + \gamma V(S_H)). \quad (20)$$

Формула полезности для состояния S_B (высокие ожидания, $\alpha = 0,10$) следующая (21):

$$V(S_B) = \max_{a \in A} \sum_{s' \in \{S_y, S_6\}} P(S_B, a, s') * R(S_B, a, s') + P(S_B, a, S_H) * (R(S_B, a, S_H) + \gamma V(S_H)) + P(S_B, a, S_C) * (R(S_B, a, S_C) + \gamma V(S_H)). \quad (21)$$

Формулы точно отражают топологию переходов в предложенной модели $S_H \rightarrow \{S_y, S_6\}$; $S_C \rightarrow \{S_y, S_6, S_H\}$; $S_B \rightarrow \{S_y, S_6, S_H, S_C\}$ (см. рис. 2).

Ограничения сформированной модели

Основным ограничением процесса моделирования является необходимость в достаточном объёме входных наборов данных: в случае контрольного датасета это следует из требования к его репрезентативности в той или иной степени относительно генеральной совокупности. С практической точки зрения это означает, что контрольный набор должен быть достаточного размера.

В противном случае если данное требование не выполняется, сравнительный анализ наборов данных с большей долей вероятности даст некорректный результат. Данный результат может возникнуть по причине того, что параметры распределений признаков не будут достаточно близки к параметрам соответствующих генеральных совокупностей, что окажет своё влияние на определение вероятности сходства наборов данных.

Кроме того, требование о достаточном объёме выдвигается и к тестовому набору данных. В данном случае это требование возникает из-за необходимости наличия достаточного количества наблюдений для обучения моделей. В противном случае даже чистая модель будет обладать низкими метриками точности, что окажет своё негативное влияние на процесс определения оптимальных действий агента.

Следует отметить, что представленные результаты получены на синтетических данных. Данный выбор обусловлен общим направлением исследования, которое предполагает разработку формальной модели взаимодействия злоумышленника и аналитика, а также системы метрик для количественной оценки атак отравления [14].

Использование синтетических данных с контролируемыми параметрами распределений и баланса классов позволяет получить воспроизводимые результаты и избежать влияния неконтролируемых артефактов, присущих публичным датасетам. Предложенная модель МППР и система метрик не зависят от природы данных и могут быть применены к любым табличным датасетам.

Вместе с тем валидация на реальных данных позволяет подтвердить работоспособность предложенного подхода и продолжить его развитие. Для демонстрации работоспособности (и частичного решения задач, связанных с валидацией) был проведён эксперимент на публичном наборе NSL-KDD [15].

Выбор датасета обусловлен наличием как непрерывных, так и категориальных признаков, что соответствует условиям применимости используемых статистических тестов.

Задача сведена к бинарной классификации «норма-атака». Эксперимент был ограничен атакой смены меток как наиболее прямым способом нарушения целостности обучающих данных. Выборка разделена на обучающую, контрольную и тестовую в соотношении 70/15/15, обучающая выборка подвергалась отравлению в диапазоне от 0 до 30% с шагом 5%.

Для каждого уровня отравления выполнено три запуска, результаты усреднены. При отсутствии отравления значение AUC_{ROC} составило 0,914. С увеличением доли отравленных данных до 10% метрика снизилась до 0,833 (падение 8,8%), при 20% – до 0,742 (падение 18,8%), при 30% – до 0,650 (падение 28,8%). Характер зависимости монотонный и согласуется с результатами, полученными на синтетических данных.

Дополнительно проведено сравнение с альтернативным подходом, использующим только расстояние Джессена–Шеннона без AV: при 10% отравления JS-дивергенция составила 0,084, тогда как AV AUC вырос до 0,612, что свидетельствует о наличии скрытых статистических изменений, не фиксируемых одним лишь расстоянием между распределениями. Таким образом, совместное применение метрик повышает устойчивость обнаружения атак, а предложенная модель сохраняет работоспособность и на реальных данных. Полномасштабная валидация на расширенном спектре публичных датасетов и сопоставление с существующими методами защиты составляют предмет дальнейших исследований.

Заключение

Таким образом, был предложен подход к анализу способов негативного воздействия на обучающие наборы, позволяющий не только определять наиболее оптимальные воздействия, но и количественно определять степень их серьезности.

Метрики атак, вычисляемые на основе статистических тестов с использованием метода Колмогорова–Смирнова (для непрерывных признаков, т.е. сравнения эмпирических функций распределения), метода хи-квадрат (для категориальных признаков), метода для различения распределений (расстояние Джессена–Шеннона), позволяют выявить уровень компрометируемости обучающих данных для моделей машинного обучения и, соответственно, моделей ИИ в целом.

Модель действий злоумышленника на основе МППР позволяет прогнозировать последовательность действий злоумышленника. Предложенный подход позволяет на раннем этапе разработки системы искусственного интеллекта определить восприимчивость используемых наборов данных к атакам отравления, что дает возможность принять превентивные меры защиты с целью минимизации рисков поражения систем ИИ.

В качестве защитных мер можно предложить регулярную проверку JS-дивергенции и Adversarial Validation, контроль целостности и распределения меток классов, использование нескольких статистических тестов для обнаружения аномалий.

Литература

1. Намиот Д.Е. Схемы атак на модели машинного обучения // International journal of open information technologies. – 2023. – Т. 11, № 5. – С. 68–86.
2. Federated Learning Under Attack: exposing vulnerabilities through Data Poisoning Attacks in Computer Networks / E. Nowroozi, I. Haider, R. Taheri, M. Conti // IEEE Transactions on Network and Service Management. – 2025. – Vol. 22, № 1. – P. 822–831.
3. Backdoor Attacks Against Dataset Distillation / Y. Liu, Z. Li, M. Backes, Y. Shen // Proceedings of the Network and Distributed System Security Symposium (NDSS). – San Diego, California, USA, 2023. – P. 1–18.
4. Jagielski M. Manipulating Machine Learning: Poisoning Attacks and Countermeasures for Regression Learning / M. Jagielski, A. Oprea, B. Biggio // Proceedings of the 2018 IEEE Symposium on Security and Privacy (SP). – San Francisco, CA, USA: IEEE, 2018. – P. 19–35.
5. Adversarial attacks against supervised machine learning based network intrusion detection systems / E. Alshahrani, D. Alghazzawi, R. Alotaibi, O. Rabie // PLoS ONE. – 2022. – Vol. 17 (10). – Art. No. e0275971. [Электронный ресурс]. – URL: <https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0275971#sec015>, свободный (дата обращения: 10.09.2024)
6. Awal M.A. Investigating Adversarial Attacks in Software Analytics via Machine Learning Explainability / M.A. Awal, M. Rochan, K.R. Chanchal // Software Quality Journal. – 2025. – Vol. 33, No. 3. – P. 1–31.
7. Evasion Attacks against Banking Fraud Detection Systems / M. Carminati, L. Santini, M. Polino, S. Zanero // 23rd International Symposium on Research in Attacks, Intrusions and Defenses: USENIX Association. – San Sebastian, Spain: Curran Associates, Inc., 2020. – P. 285–300.
8. Finner H. Two-Sample Kolmogorov–Smirnov-type tests revisited: old and new tests in terms of local levels / H. Finner, V. Gontscharuk // The Annals of Statistics. – 2018. – Vol. 46, No. 4. – P. 3014–3037.
9. Pan J. Adversarial Validation Approach to Concept Drift Problem in User Targeting Automation Systems at Uber / J. Pan, V. Pham, M. Dorairaj // Proceedings of the AdKDD '20 Workshop. – ACM, 2020. – C. 1–6.
10. Gang L. Automating Construction of Machine Learning Models with Clinical Big Data: Proposal Rationale and Methods / L. Gang, B.L. Stone, M.D. Johnson // JMIR Research Protocols. – 2017. – Vol. 6, No. 8. – Art. No. e175. DOI: 10.2196/resprot.7757.
11. Бурков А. Машинное обучение без лишних слов / А. Бурков. – СПб.: Питер, 2020. – 192 с.
12. Кохендерфер М. Алгоритмы принятия решений / М. Кохендерфер, Т. Уилер, К. Рэй. – М.: ДМК-Пресс, 2023. – 684 с.
13. Wang Y. On the use of adversarial validation for quantifying dissimilarity in geospatial machine learning prediction / Y. Wang, M. Khodadadzadeh, R. Zurita-Milla // GIScience and Remote Sensing. – 2025. – Vol. 62, No. 1. – P. 1–25.
14. Common Attack Pattern Enumerations and Classifications [Электронный ресурс]. – URL: <https://capec.mitre.org/>, свободный (дата обращения: 12.05.2024).
15. NSL-KDD dataset – набор данных для оценки систем обнаружения вторжений [Электронный ресурс]. – URL: https://fkie-cad.github.io/COMIDDS/content/datasets/nsl_kdd_dataset/, свободный (дата обращения: 21.10.2025).

Ветров Игорь Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент образовательно-научного кластера «Институт высоких технологий»
Балтийского федерального университета им. И. Канта
А. Невского ул., 14, г. Калининград, Россия, 236041
Тел.: +7-906-216-47-19
Эл. почта: vetrov.gosha2009@yandex.ru

Сацута Анатолий Игоревич

Студент Балтийского федерального ун-та им. И. Канта
А. Невского ул., 14, г. Калининград, Россия, 236041
Тел.: 8-911-865-86-81
Эл. почта: toha.satzuta@yandex.ru

Подтопельный Владислав Владимирович

Ст. преп. Института цифровых технологий (ИЦТ)
Калининградского государственного технического университета (КГТУ)
Советский пр-т, 1, г. Калининград, Россия, 236022
ORCID: 0000-0002-7618-3224
Тел.: +7-900-353-98-81
Эл. почта: ionpvv@mail.ru

Поступила в редакцию: 07.02.2026.

Принята к публикации: 13.05.2026.

Vetrov I.A., Satsuta A.I., Podtopelny V.V.

Specifics of Detecting Training Data Compromise in Artificial Intelligence Systems

Relevance. Artificial intelligence systems are currently widely deployed, but many of them are vulnerable to training data poisoning attacks. When attacking, an attacker purposefully introduces malicious instances into the dataset, which leads to a decrease in model accuracy or the emergence of hidden backdoors. **Purpose of the study.** Development of an approach to analyzing ways of negative impact on training sets. This approach will not only determine the most optimal impacts, but also to quantify their severity (the study proposes developing a system of metrics for quantitatively assessing poisoning attacks and building a model of optimal actions of an attacker based on Markov decision processes). **Methods.** The following tests were applied: The two-sample Kolmogorov–Smirnov test and the chi-square for comparing feature distributions, the Jensen–Shannon distance to estimate data drift, the Adversarial Validation method, and the value iteration algorithm to find the optimal policy in the Markov decision process (MDP). **Novelty.** A formal model of the interaction between an attacker and an analyst is proposed as MDP with a reward function that simultaneously accounts for the decrease in model accuracy, the indistinguishability of poisoned data and the degree of their statistical drift relative to a control set. **Results.** The dependences of the probability of a successful attack on its scale for various states of analyst trust are obtained. Optimal and suboptimal sequences of attack actions are identified. It is shown that the proposed metrics quantitatively characterize both the effectiveness and stealth of the attack. **Practical significance.** The proposed approach allows for assessing the susceptibility of datasets to poisoning attacks during the development of artificial intelligence systems and substantiating preventative measures: regular monitoring of JS divergence, checking the distribution

of class labels and applying several statistical tests to detect anomalies.

Keywords: network attack, neural network, dataset, feature matrix, activation function, Python programming language, Markov decision processes.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-124-134

References

1. Namiot D.E. [Schemes of attacks on machine learning models]. *International journal of open information technologies*, 2023, vol. 11, no. 5, pp. 68–86 (in Russ.).
2. E. Nowroozi, I. Haider, R. M. Conti. Taheri. Federated Learning Under Attack: exposing vulnerabilities through Data Poisoning Attacks in Computer Networks. *IEEE Transactions on Network and Service Management*, 2025, vol. 22, no.1, pp. 822–831
3. Y. Liu, Z. Li, M. Backes, Y. Shen. Backdoor Attacks Against Dataset Distillation. Proceedings of the Network and Distributed System Security Symposium (NDSS), San Diego, California, USA, 2023, pp. 1–18.
4. M. Jagielski, A. Oprea, B. Biggio [et al.] Manipulating Machine Learning: Poisoning Attacks and Countermeasures for Regression Learning. *Proceedings of the 2018 IEEE Symposium on Security and Privacy (SP)*, San Francisco, CA, USA, IEEE, 2018. pp. 19–35.
5. Alshahrani E., Algazzawi D., Alotaibi R., Rabie O. Adversarial attacks against supervised machine learning based network intrusion detection. *PLOS One*, 2022, vol. 17 (10), art. no. e0275971. Available at: <https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0275971#sec015> (accessed: 10 September 2024)
6. Awal, M.A. Investigating Adversarial Attacks in Software Analytics via Machine Learning Explainability // *Software Quality Journal*, 2025, vol. 33, no.3, pp. 1–31.
7. Carminati M., Santini L., M. Polino, Zanero S. Evasion Attacks against Banking Fraud Detection Systems. 23rd International Symposium on Research in Attacks, Intrusions and Defenses: USENIX Association, San Sebastian, Spain, Curran Associates, Inc., 2020, pp. 285–300.
8. Finner, H. Two-Sample Kolmogorov–Smirnov-type tests revisited: old and new tests in terms Of local levels. *The Annals of Statistics*, 2018, vol. 6A, no. 46, pp. 3014–3037.
9. Pan J., Dorairaj M., Chen H., Lee J. Adversarial Validation Approach to Concept Drift Problem in User Targeting Automation Systems at Uber. Proceedings of the AdKDD '20 Workshop, ACM, 2020, no. 1–6.
10. Gang L., Stone B.L., Johnson M.D. Automating Construction of Machine Learning Models with Clinical Big Data: Proposal Rationale and Methods. *JMIR Research Protocols*, 2017, vol. 6 (8), art. no. e175. DOI: 10.2196/resp.7757.
11. Burkov A. *Mashinnoye obucheniye bez lishnikh slov* [Machine learning without unnecessary words]. St. Petersburg, Peter, 2020, 192 p. (in Russ.).
12. Kohenderfer M., Wheeler T., Ray K. *Algoritmy prinyatiya resheniy* [Algorithms of decision-making]. Moscow, DMK-Press, 2023, 684 p. (in Russ.).
13. Wang Y. On the use of adversarial validation for quantifying dissimilarity in geospatial machine learning prediction. *GIScience and Remote Sensing*, 2025, vol. 62, no 1. pp. 1–25.
14. General descriptions and classifications of attack patterns Available at: <https://capec.mitre.org>, free (accessed: 12 May 2024).
15. NSL-KDD – dataset [Electronic resource]. Available at: <https://www.unb.ca/cic/datasets/nsl.html>, free (accessed: 21 October 2025).

Igor A. Vetrov

Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor,
Institute of Physical and Mathematical Sciences
and Information Technologies,
Immanuel Kant Baltic Federal University
14, A. Nevsky St., Kaliningrad, Russia, 236041
Phone: +7-906-216-47-19
Email: vetrov.gosha2009@yandex.ru

Vladislav V. Podtopelny

Senior Lecturer, Institute of Digital Technologies,
Federal State Budgetary Educational Institution of Higher
Education Kaliningrad State Technical University
1, Sovetsky Ave., Kaliningrad, Russia, 236022
ORCID: 0000-0002-7618-3224
Phone: +7-900-353-98-81
Email: ionpvv@mail.ru

Anatolii I. Satcuta

Student, Immanuel Kant Baltic Federal University
14, A. Nevsky St., Kaliningrad, Russia, 236041
Phone: +7-911-865-86-81
Email: toha.satzuta@yandex.ru.

Received: 07.02.2026.

Accepted: 13.05.2026.

УДК 621.865.8

Шифр специальности ВАК: 2.3.3

Саира, В.В. Капустин, А.А. Тисленко

Управление шестиосевым роботизированным манипулятором с использованием автоматической 3D-локализации целевых объектов на основе стереоскопического зрения

Актуальность. Точная трёхмерная локализация объектов является важным требованием для роботизированных систем с визуальным управлением, обеспечивающих автономный захват и манипулирование объектами.

Цель исследования. Разработка и экспериментальная оценка интегрированной системы автономного захвата объектов на основе стереоскопического зрения и роботизированного манипулятора. **Методы.** В работе использованы стереокамера ZED 2, модель обнаружения объектов YOLOv8, шестиосевой роботизированный манипулятор и операционная система ROS 2. Обнаружение объектов и определение двумерных координат выполнялись по RGB-изображениям с последующим объединением данных с картой глубин для формирования трёхмерных координат и их преобразования в базовую систему координат робота. **Научная новизна.** Предложен интегрированный подход к визуальному управлению роботизированным манипулятором, обеспечивающий субсантиметровую точность 3D-локализации при использовании стереоскопического сенсора потребительского класса.

Результаты. Экспериментальная оценка показала среднеквадратическую ошибку локализации 2,95 мм в плоскости XY. В автономных испытаниях по захвату объектов достигнута успешность более 97%. **Практическая значимость.** Разработанная система может быть использована в задачах промышленной автоматизации, автономного захвата объектов и роботизированных системах визуального управления, требующих высокой точности пространственной локализации.

Ключевые слова: стереозрение, 3D-локализация объектов, визуально управляемая робототехника, точность измерения глубины, ROS 2, роботизированное манипулирование.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-135-143

Введение

Точная трёхмерная (3D) локализация объектов является ключевым требованием для роботизированных систем с визуальным управлением для обеспечения надёжного выполнения задач захвата и перемещения объектов в неструктурированных средах [1–3]. Однако в практических системах метрическая точность 3D-координат ограничивается погрешностями стереокамеры, неточностями калибровки и временной несогласованностью между модулями восприятия и управления [4–6]. Эти факторы приводят к пространственным расхождениям между визуальными измерениями и фактическим положением робота, снижая эффективность выполняемых операций.

Стереоскопическое зрение представляет собой экономически эффективный пассивный метод получения плотной карты глубины в реальном времени, однако его точность остаётся чувствительной к условиям освещения, параметрам используемой стереобаза и качеству калибровки [7, 8]. Для роботизированных систем с визуальной обратной связью также критична синхронизация процессов восприятия и управления, поскольку задержки обработки и передачи данных могут приводить к выполнению действий на основе устаревшей пространственной информации [9, 10].

В данной работе предлагается интегрированная система визуально управляемого роботизированного манипулирования, объединяющая стереокамеру ZED 2, автоматическое обнаружение объектов с использованием YOLOv8, шестиосевой манипулятор и операционную систему ROS 2. Система реализует единый низколатентный конвейер «восприятие–действие»,

включающий стереоскопическую 3D-локализацию, калибровку «камера–робот» и планирование движения. Задача захвата и перемещения используется как физическая валидация точности локализации.

Экспериментальные результаты показывают, что при жёсткой калибровке и согласованной интеграции модулей восприятия и управления стереоскопический сенсор потребительского класса способен обеспечивать субсантиметровую точность 3D-локализации и высокую успешность захвата в реальном времени.

Методология

Предлагаемая система предназначена для метрически точной трёхмерной локализации объектов на основе пассивного стереоскопического зрения с использованием роботизированной манипуляции как физической валидации пространственной точности. Общая архитектура системы объединяет модули визуального восприятия, оценки координат и планирования движения в интегрированной среде Robot Operating System 2 (ROS 2) [11], обеспечивая геометрическую согласованность и низкую задержку обработки данных (рис. 1).

Стереокамера ZED 2 формирует синхронизированные RGB-стереокадры и карту глубины рабочей области. Модуль восприятия выполняет обнаружение объектов с использованием модели нейронной сети YOLOv8 и оценку их 3D-координат в системе камеры на основе стереоданных. Полученные координаты преобразуются в базовую систему робота по предварительно откалиброванному преобразованию «камера–робот».



Рис. 1. Функциональная блок-схема предлагаемой роботизированной системы с визуальным управлением

Затем передаются в модуль планирования MoveIt 2, который вычисляет решения задач обратной кинематики и траектории для шестиосевого манипулятора [12, 13]. Робот выполняет автономные операции захвата и перемещения в реальном времени.

В отличие от традиционных модульных конвейеров предложенная архитектура объединяет восприятие и преобразование координат в одном узле ROS 2, снижая накладные расходы межпроцессного взаимодействия и обеспечивая пространственно-временную согласованность, необходимую для точной 3D-локализации.

Аппаратная конфигурация

Экспериментальная установка представляет собой распределённую встраиваемую платформу, объединяющую сенсорное восприятие, вычисление и исполнительные механизмы для роботизированного манипулирования с визуальным управлением. Общая аппаратная конфигурация и связи обмена данными между модулями показаны на рис. 2.

Стереокамера ZED 2 подключена к вычислительной системе под управлением Linux через интерфейс USB 3.0 и обеспечивает синхронизированные данные RGB-D для модуля визуального восприятия [14]. Основная обработка выполняется на компьютере с установленной ROS 2 Humble [11], где также реализованы алгоритмы обнаружения объектов (YOLOv8), вычисление глубины и планирование движений (MoveIt 2, ros2_control).

Низкоуровневое управление приводами осуществляется микроконтроллером Arduino Nano, который принимает команды от ROS 2 по последовательному интерфейсу и формирует ШИМ-сигналы для сервоприводов. Манипулятор имеет шесть степеней свободы и приводится в движение сервомоторами

MG996R и MG90S, питаемыми от стабилизированного источника 5 В с общей электрической землей. Суставные движения ограничены программными пределами углов для предотвращения перерывов.

Все компоненты закреплены на жёсткой платформу, что обеспечивает сохранение внешней калибровки «камера–робот» и воспроизводимость экспериментов. Такая архитектура разделяет высокоуровневое восприятие, планирование и управление приводами в реальном времени, обеспечивая стабильную и экономически эффективную основу для экспериментальной валидации системы.

Кинематическая структура манипулятора

На рис. 3 показаны локальные системы координат и оси вращения шестиосевого роботизированного манипулятора.

Конвейер 3D-локализации объектов

Конвейер трёхмерной локализации является ядром модуля восприятия и предназначен для преобразования двумерных обнаружений объектов в трёхмерные координаты в базовой системе робота.

Стереокамера ZED 2 формирует карту глубин на основе вычисления диспаратности между синхронизированными левым и правым изображениями. Точность стереоскопической реконструкции и оценки глубины определяется параметрами калибровки и качеством обработки данных о глубине [6, 7].

Для каждого обнаруженного объекта формируется квадратная область интереса (ROI) размером 7×7 пикселей с центром в координатах (u, v) карты глубин. Значения глубины внутри ROI фильтруются бинарной маской допустимого диапазона глубин (1):

$$M(u, v) = \begin{cases} 1, & d_{\min} < d(u, v) < d_{\max}; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (1)$$

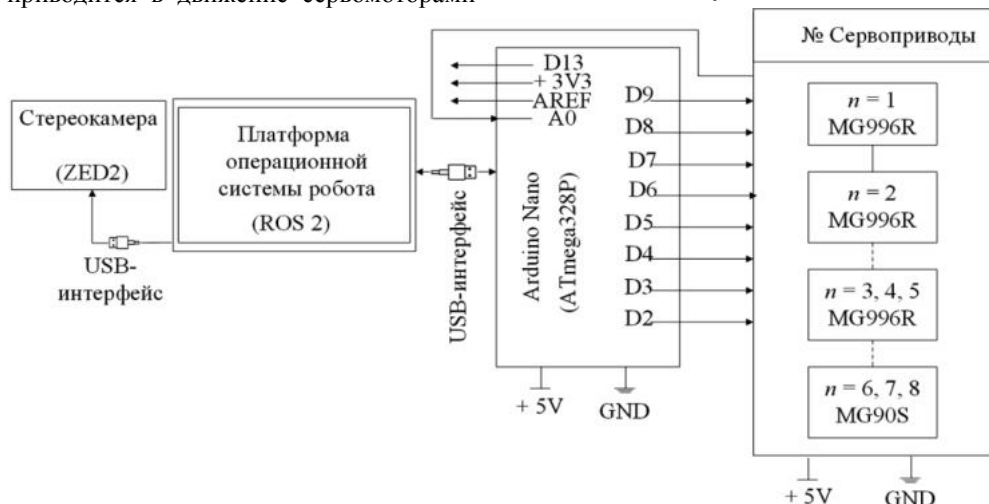


Рис. 2. Аппаратная архитектура предлагаемой шестиосевой роботизированной системы

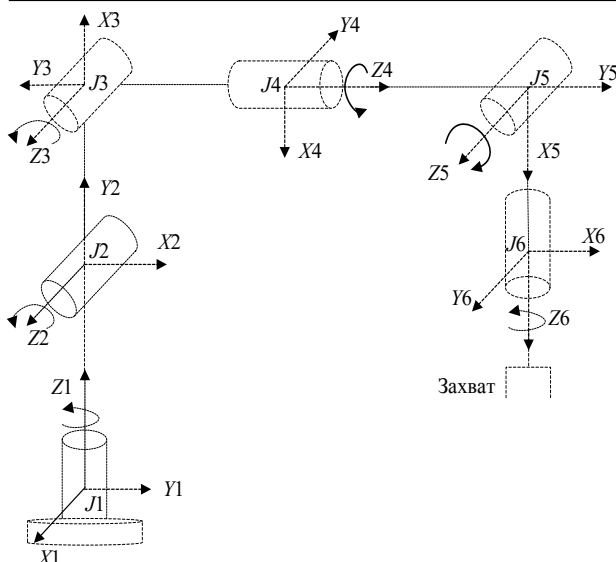


Рис. 3. Кинематическая структура шестиосевого роботизированного манипулятора

На рис. 4 показана пространственная реконструкция сцены, используемая для формирования области интереса и оценки глубины объектов.

Итоговая глубина объекта вычисляется как медиана допустимых значений глубины внутри ROI согласно (2):

$$Z = \text{med}(\{d(u_i, v_i) \mid M(u_i, v_i) = 1\}). \quad (2)$$

Затем значение глубины Z совместно с пиксельными координатами (u, v) проецируется в трёхмерную точку (X_c, Y_c, Z_c) в системе координат камеры по модели pinhole согласно (3):

$$X_c = \frac{(u - c_x)z}{f_x}, \quad Y_c = \frac{(v - c_y)z}{f_y}, \quad Z_c = Z. \quad (3)$$

Полученные координаты преобразуются в базовую систему робота с использованием предварительно откалиброванного внешнего преобразования «камера-робот». Локализованные 3D-координаты передаются в ROS 2 и используются модулем MoveIt 2 для вычисления обратной кинематики и планирования траекторий.

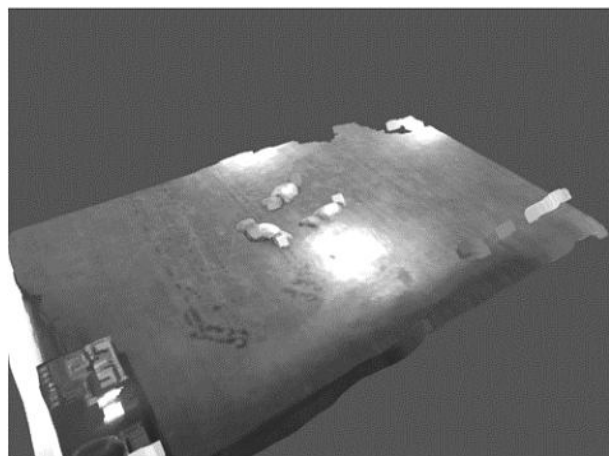


Рис. 4. Пространственная реконструкция сцены на основе данных глубины стереокамеры ZED 2

Внешняя калибровка системы

«камера-робот»

Для обеспечения корректной трёхмерной локализации объектов выполнена внешняя калибровка, определяющая жёсткое преобразование координат из системы камеры в базовую систему координат робота. Преобразование задаётся однородной матрицей, включающей матрицу поворота и вектор переноса (4). Подобные методы геометрической калибровки широко применяются в системах технического зрения и стереоскопической реконструкции [5, 8].

$$T_b^c = \begin{bmatrix} R_b^c & t_b^c \\ 0^T & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Стереокамера ZED 2 жёстко закреплена над рабочей зоной манипулятора в конфигурации «сверху вниз». Благодаря механической жёсткости конструкции параметры преобразования «камера-робот» были определены методом прямых линейных измерений. Смещение между оптическим центром камеры и началом координат основания робота составило: $\Delta X = 0,455$ м, $\Delta Y = -0,088$ м, $\Delta Z = 0,34$ м.

Из-за различий осей между системой координат камеры (X_c вправо, Y_c вниз, Z_c вперёд) и системой координат основания робота (X_b вперёд, Y_b влево, Z_b вверх) вводится фиксированное вращательное преобразование, задаваемое матрицей поворота в уравнении (5):

$$R_b^c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

С учётом данного вращения итоговое преобразование координат из системы камеры в базовую систему координат робота определяется выражением (6):

$$\begin{bmatrix} X_b \\ Y_b \\ Z_b \end{bmatrix} = R_b^c \begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Корректность внешней калибровки подтверждена экспериментально по опорным точкам рабочей зоны: максимальное отклонение не превышает 5 мм в горизонтальной плоскости и 3 мм по вертикали, что подтверждает достаточную точность для задач роботизированного манипулирования.

Подготовка набора данных

Для обучения модели обнаружения объектов YOLOv8 [15], предназначенной для распознавания трёх классов завернутых конфет (розовых, зелёных и жёлтых), был сформирован специализированный набор изображений, полученных со стереокамеры ZED 2 при различных условиях освещения, ориентации объектов и типах фоновых поверхностей.

Набор данных включает 1485 RGB-изображений разрешением 640×360 пикселей, разделённых на обучающую (1189), валидационную (148) и тестовую (148) выборки. Примеры аннотированных изображений представлены на рис. 5. Распределение объектов по классам в сформированном наборе данных представлено в табл. 1.

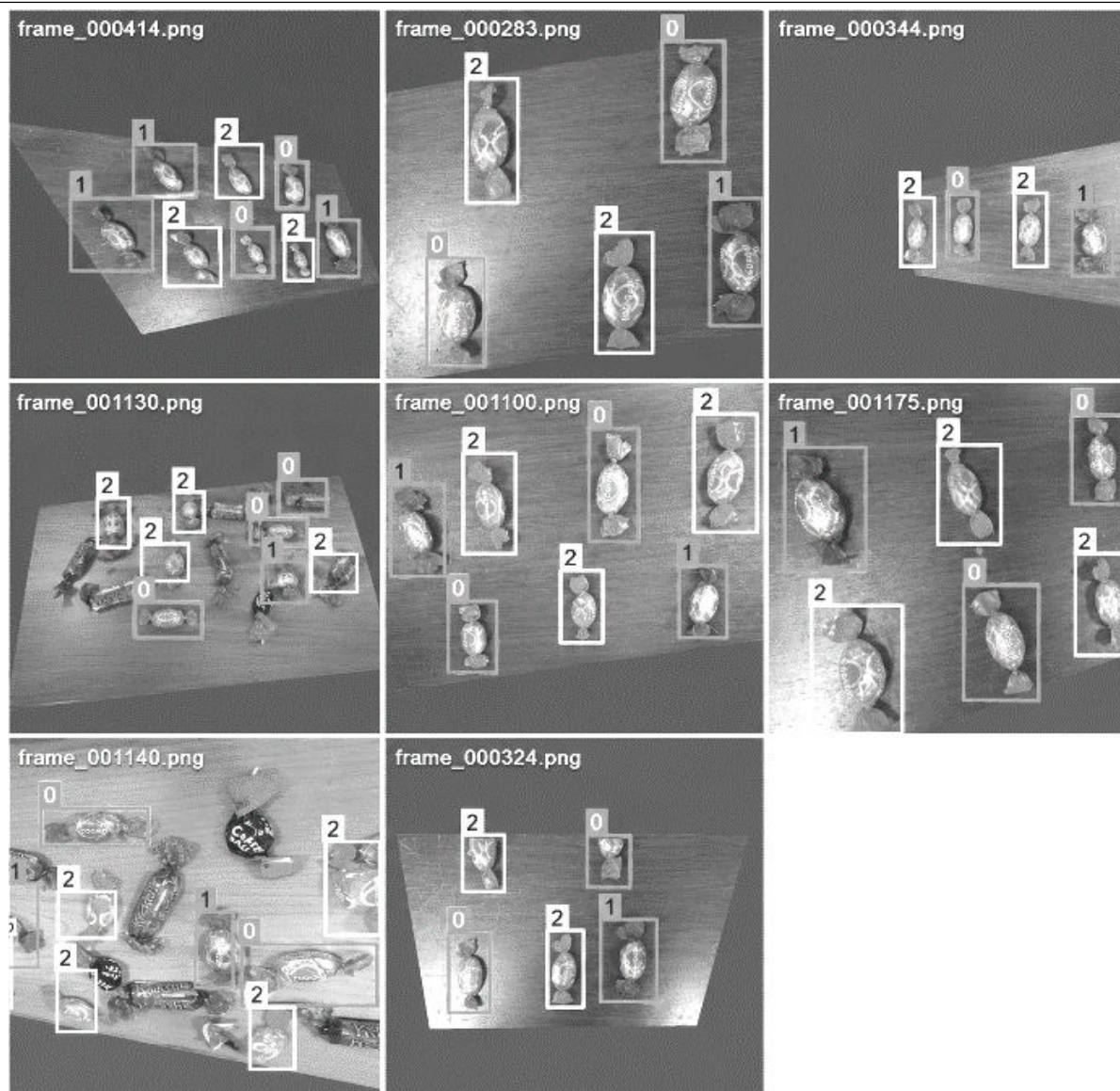


Рис. 5. Примеры аннотированных изображений обучающего набора с различными ориентациями объектов, условиями освещения и фоновыми поверхностями

Таблица 1

Распределение объектов по классам в наборе данных

Название класса	Обучение	Проверка	Тест	Всего экземпляров
Розовая конфета	369	46	46	461
Зеленая конфета	393	49	49	491
Жёлтая конфета	427	53	53	533
Всего	1 189	148	148	1 485

Все изображения были вручную аннотированы в необходимом для YOLO формате с нормализованными ограничивающими рамками. Для повышения устойчивости модели применялась аугментация данных (изменение яркости, вращение, отражение и масштабирование). Модель YOLOv8 обучалась в течение 100 эпох с размером пакета 16 и начальной скоростью обучения 0,001. Итоговая точность модели оценивалась по метрике mean Average Precision при

пороге пересечения IoU = 0,5 (mAP@0.5), широко используемой для оценки качества алгоритмов обнаружения объектов в современных системах компьютерного зрения [18].

Интеграция с ROS 2

Система реализована в среде Robot Operating System 2 (ROS 2 Humble) [11], обеспечивающей модульную архитектуру и низколатентный обмен данными между компонентами робототехнического конвейера. Интеграция восприятия и управления подобного типа широко применяется в современных робототехнических системах [16,17].

Узел восприятия выполняет обнаружение объектов с использованием YOLOv8 и оценку их трёхмерных координат на основе стереоданных ZED 2. Полученные координаты преобразуются в базовую систему координат робота согласно внешней калибровке и публикуются в ROS 2.

Планирование движения и обратная кинематика реализованы в фреймворке MoveIt 2, который форми-

рует траектории без столкновений для шестиосевого манипулятора и инициирует автономную последовательность захвата и перемещения объекта.

Объединение модулей восприятия и преобразования координат в одном узле ROS 2 снижает задержки межпроцессного взаимодействия и обеспечивает пространственно-временную согласованность, необходимую для точного визуального управления манипулированием.

Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальная установка. Экспериментальная проверка проводилась с использованием шестиосевого манипулятора и стереокамеры ZED 2, установленной над рабочей зоной. Обработка изображений и 3D-локализация выполнялись в реальном времени при разрешении видеокадров 640×360 элементов.

Объекты (завёрнутые конфеты трёх классов) размещались в рабочей области манипулятора ($X = 0,25 - 0,34$ м, $Y = \pm 0,15$ м, $Z = 0,122$ м). Проведено 8 автономных испытаний со сценами по 1–3 объектам, в которых система выполняла полный цикл захвата и перемещения по вычисленным 3D-координатам.

Эффективность обнаружения объектов. Модель YOLOv8 показала высокую точность обнаружения: $mAP@0.5 = 97,6\%$ на тестовой выборке (148 изображений).

При пороге 0,7 точность по классам составила: розовые 97,9%; жёлтые 96,8%; зелёные 98,1%. Достигнутая точность обеспечивает надёжное определение центров ограничивающих рамок, необходимое для последующей 3D-локализации.

3D-локализация. Трёхмерные координаты объектов вычислялись путём объединения результатов YOLOv8 и глубинных данных ZED 2 с последующим преобразованием в базовую систему координат робота по внешней калибровке.

Как показано на рис. 6, система в реальном времени отображает координаты объектов в системах камеры и робота. Значение $Z \approx 0,12$ м соответствует заданной высоте захвата и остаётся стабильным во всех испытаниях, что подтверждает корректность оценки 3D-центроидов и согласованную работу модулей восприятия и управления.

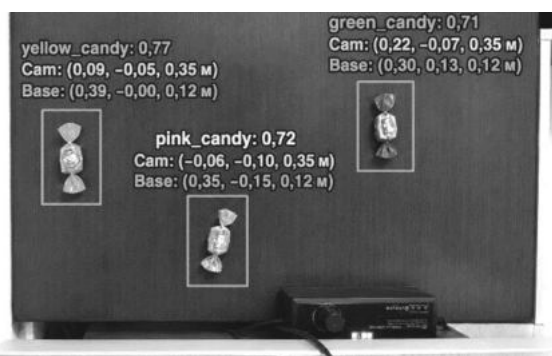


Рис. 6. Результаты 3D-локализации объектов в режиме реального времени с отображением координат в системе стереокамер и базовой системе координат робота

Процесс захвата и перемещения. Предлагаемая система реализует автономный цикл захвата и размещения объектов, интегрирующий визуальное восприятие, 3D-локализацию, планирование движения и проверку захвата в замкнутом контуре управления.

Как показано на рис. 7, процесс начинается с получения изображения и обнаружения объекта, после чего его 3D-координаты оцениваются по стереоданным и преобразуются в базовую систему координат робота.

На основе полученной позиции MoveIt 2 вычисляет траекторию движения для подхода к объекту, и манипулятор выполняет его захват. Проверка успешности захвата осуществляется путем оценки величины потребляемого электрического тока приводом захвата, что позволяет определить наличие объекта без дополнительных датчиков. В случае неудачи система автоматически выполняет повторную попытку. После успешного захвата объект переносится в целевую позицию, и манипулятор возвращается в исходное состояние, завершая цикл манипуляции.

Таким образом, реализована замкнутая стратегия визуального управляемой роботизированной манипуляции.

Экспериментальная демонстрация процесса захвата. В данном разделе представлены экспериментальные результаты автономного выполнения операции захвата и размещения объектов с использованием шестиосевого роботизированного манипулятора и стереокамеры ZED 2.

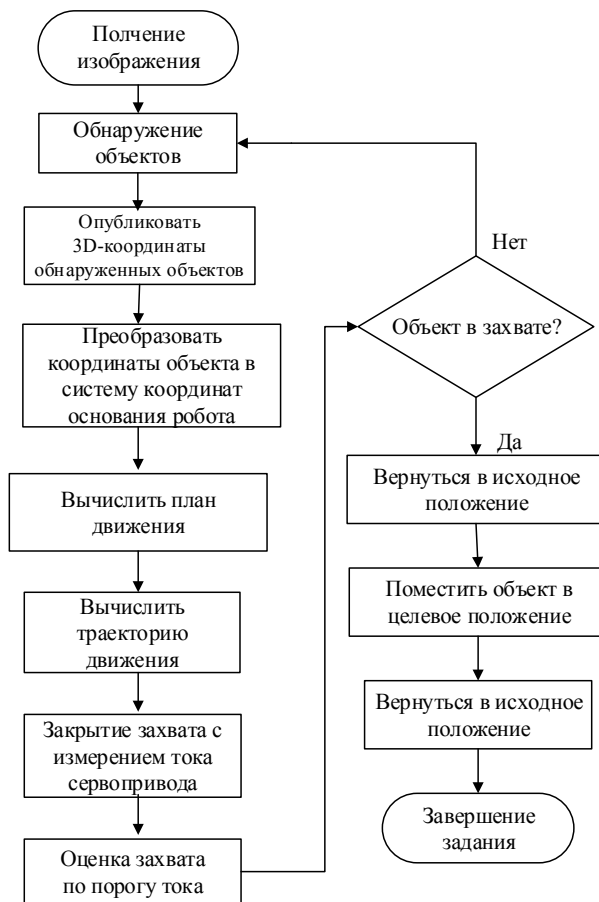


Рис. 7. Блок-схема процесса захвата и перемещения

Эксперименты подтверждают согласованную работу модулей обнаружения объектов, 3D-локализации, планирования движения и управления в замкнутом контуре роботизированной системы. На рис. 8 показана последовательность выполнения операции захвата и перемещения упакованных конфет.

Манипулятор последовательно выполняет подход к объекту, захват, перенос и размещение с последующим возвратом в исходное состояние. Визуализация координат объекта в системах камеры и основания робота (см. рис. 8, *г*) подтверждает корректность пространственного преобразования.

Эксперименты показали стабильное и воспроизводимое выполнение операции захвата. Проверка успешности захвата на основе измерения тока привода обеспечивает надёжное определение наличия объекта без использования дополнительных датчиков.

На рис. 9 представлены траектории изменения углов шарниров манипулятора в ходе повторяющихся циклов захвата и перемещения.

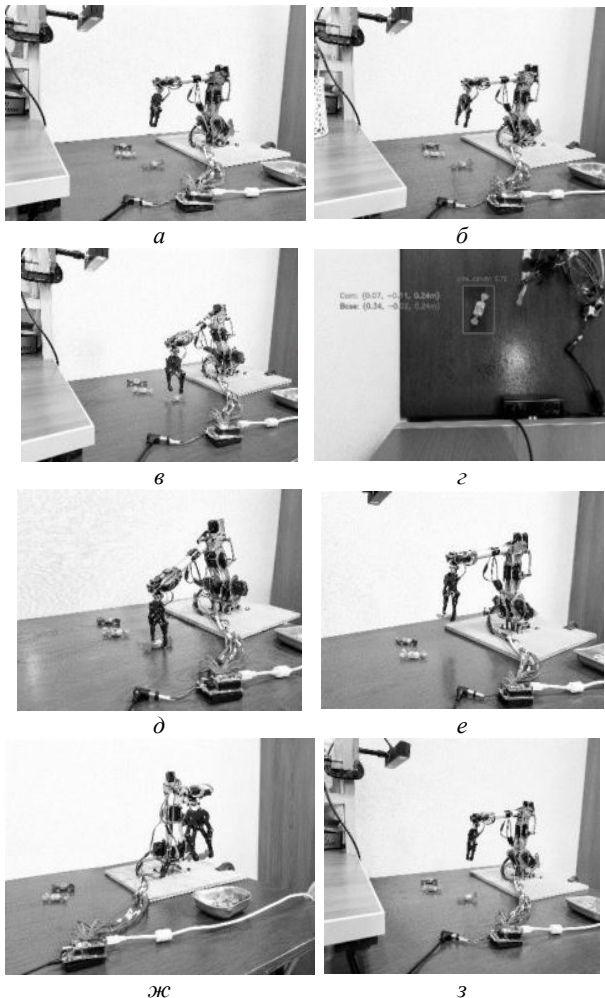


Рис. 8. Последовательность операции захвата и перемещения: исходное положение манипулятора – *а*; обнаружение объекта и инициализация захвата – *б*; предзахватная позиция – *в*; визуализация координат в системах камеры и робота (вид сверху) – *г*; захват объекта – *д*; перенос объекта – *е*; размещение объекта в заданном месте – *ж*; возврат манипулятора в исходное положение – *з*

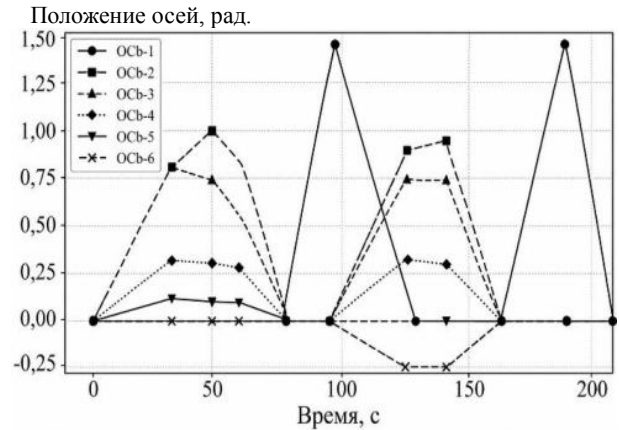


Рис. 9. Траектории углов шарниров (рад) шестиосевого роботизированного манипулятора при повторяющихся операциях автономного захвата и перемещения

Наибольшая амплитуда движения наблюдается для шарниров 1, 2 и 3, обеспечивающих основное позиционирование крайних элементов захвата, тогда как шарниры 4–6 и привод захвата демонстрируют меньшие изменения. Периодический характер траекторий подтверждает согласованность и воспроизводимость движений во всех экспериментальных циклах.

Пространственная траектория движения крайних элементов захвата в декартовом пространстве в ходе типового цикла захвата и перемещения представлена на рис. 10.

Числовые метки отражают последовательные этапы манипуляции: исходное положение манипулятора (1), подвод к объекту (2), позиция захвата (3), подъем объекта (4), перенос к месту размещения (5) и возврат в исходное состояние (6).

Траектория является плавной и непрерывной, без резких скачков координат, что подтверждает корректную интеграцию модулей визуальной 3D-локализации и планирования движения MoveIt 2 и обеспечивает воспроизводимость автономных циклов манипуляций.

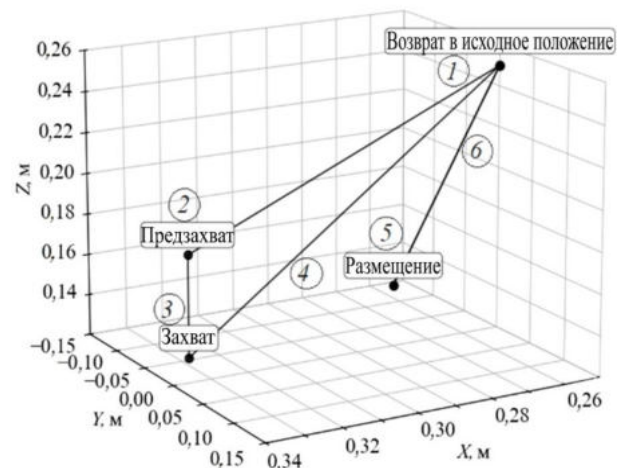


Рис. 10. Декартова траектория движения крайних элементов конструкции захвата при выполнении цикла захвата и перемещения

Экспериментальная проверка точности позиционирования

Для количественной оценки пространственной точности системы были выполнены физические эталонные измерения положения объектов. Латеральные координаты объектов (X , Y) измерялись с использованием калиброванной линейки, тогда как координата глубины считалась постоянной. Все объекты размещались на жёсткой горизонтальной поверхности на фиксированной высоте $Z_a = 0,122$ м.

Для десяти тестовых точек эталонные координаты $P_a = (X_a, Y_a, Z_a)$ сравнивались с оцененными

координатами системы $P_g = (X_g, Y_g, Z_g)$. Абсолютные ошибки по осям вычислялись как (7)

$$\Delta x = |X_a - X_g|, \Delta y = |Y_a - Y_g|, \Delta z = |Z_a - Z_g|. \quad (7)$$

Точность локализации оценивалась с использованием среднеквадратической ошибки (RMSE). Двумерная ошибка в плоскости XY вычислялась по формуле (8). Полная пространственная ошибка определялась, как (9), где N – число тестовых точек. Поскольку рабочая плоскость фиксирована ($Z_a = 0,122$ м), ошибка глубины ΔZ во всех испытаниях равна нулю. Результаты эталонных измерений и оценки координат представлены в табл. 2.

$$\text{RMSE}_{2D} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [(\Delta x_{a,i} - \Delta x_{g,i})^2 + (\Delta y_{a,i} - \Delta y_{g,i})^2]} = 2,95 \text{ мм}. \quad (8)$$

$$\text{RMSE}_{3D} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [(\Delta x_{a,i} - \Delta x_{g,i})^2 + (\Delta y_{a,i} - \Delta y_{g,i})^2 + (\Delta z_{a,i} - \Delta z_{g,i})^2]} = 2,95 \text{ мм}. \quad (9)$$

Таблица 2

Истинные координаты и оценочные 3D-координаты, а также ошибки по каждой оси

№. испытаний	x_a , м	x_g , м	Δx , м	y_a , м	y_g , м	Δy , мм	z_a , м	z_g , м	Δz , мм
1	0,333	0,330	3,0	0,103	0,102	1,0	0,122	0,122	0,0
2	0,292	0,293	1,0	0,001	0,000	1,0	0,122	0,122	0,0
3	0,328	0,326	2,0	−0,031	−0,031	0,0	0,122	0,122	0,0
4	0,298	0,296	2,0	0,033	0,033	0,0	0,122	0,122	0,0
5	0,280	0,280	0,0	−0,043	−0,043	0,0	0,122	0,122	0,0
6	0,270	0,267	3,0	0,067	0,067	0,0	0,122	0,122	0,0
7	0,331	0,326	5,0	0,001	0,001	0,0	0,122	0,122	0,0
8	0,331	0,326	5,0	−0,106	−0,106	0,0	0,122	0,122	0,0
9	0,296	0,294	2,0	−0,151	−0,152	1,0	0,122	0,122	0,0
10	0,311	0,311	0,0	0,158	0,158	0,0	0,122	0,122	0,0

Обсуждение

Интеграция стереокамеры ZED 2 и среды ROS 2 обеспечила устойчивую работу системы в реальном времени и согласованность между модулями восприятия и управления, что подтверждается стабильным выполнением операций захвата при автоматической 3D-локализации объектов. Использование MoveIt 2 позволило формировать кинематически допустимые и безаварийные траектории, обеспечивая воспроизводимое позиционирование манипулятора во всех испытаниях.

Основные ограничения системы связаны с зависимостью точности стереокамеры от условий освещения и конструктивными ограничениями простого двухпальцевого захвата, что может снижать эффективность манипуляции объектами сложной формы или деформируемыми объектами.

Заключение

В работе представлена интегрированная система роботизированного захвата и перемещения с визуальным управлением, объединяющая стереокамеру ZED 2, обнаружение объектов YOLOv8 и шестиосевой манипулятор в среде ROS 2. Предложенный конвейер обеспечивает преобразование 2D-обнаружений в метрически согласованные 3D-координаты объектов с использованием глубины и внешней калибровки «камера–робот», что позволяет выполнять автоном-

ные операции захвата и переноса объектов. Экспериментальная проверка показала субсантиметровую точность 3D-локализации (RMSE = 2,95 мм в плоскости XY) и успешность автономного выполнения операции захват–перенос объекта более 97 %. Полученные результаты подтверждают, что потребительские стереоскопические сенсоры при геометрически согласованной интеграции восприятия и управления способны обеспечивать точность, достаточную для задач роботизированной манипуляции в реальном времени. Дальнейшие исследования будут направлены на расширение системы для переменной высоты объектов и динамических сцен, а также на повышение точности устойчивости оценки глубины в сложных условиях наблюдения.

Литература

1. He Y. Advances in sensing and processing methods for three-dimensional robot vision / Y. He, S. Chen // International Journal of Advanced Robotic Systems. – 2018. – Vol. 15, No. 2. – P. 1–19.
2. Intelligent robotic systems in Industry 4.0: A review / M. Soori, R. Dastres, B. Arezoo, F.K. Jough // Journal of Advanced Manufacturing Science and Technology. – 2024. – Vol. 4, No. 3. – P. 1–20.
3. Rayhan A. Artificial intelligence in robotics: From automation to autonomous systems // IEEE Transactions on Robotics. – 2023. – Vol. 39, No. 7. – P. 2241–2253.

4. Panasiuk J. Controlling an Industrial Robot Using Stereo 3D Vision Systems with AI Elements // *Sensors*. – 2025. – Vol. 25, No. 20. – P. 1–32.
5. Li Z., Li S., Luo X. An overview of calibration technology of industrial robots // *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*. – 2021. – Vol. 8, No. 1. – P. 23–36.
6. Error analysis of a stereo-vision-based tube measurement system / H. Huang, J. Liu, S. Liu, P. Jin, T. Wu, T. Zhang // *Measurement*. – 2020. – Vol. 157. – P. 1–17.
7. Modeling the measurement accuracy for binocular stereo vision system / H. Zhao, W. Ma, P. Ji, G. Zhang, B. Shi, Z. Zhang, W. Yin, S. Yang // *Optics Express*. – 2025. – Vol. 33, No. 9. – P. 19051–19066.
8. Belhaoua A. Error evaluation in a stereovision-based 3D reconstruction system / A. Belhaoua, S. Kohler, E. Hirsch // *EURASIP Journal on Image and Video Processing*. – 2010. – Vol. 2010, No. 1. – P. 1–12.
9. Bier A. Error analysis of stereo calibration and reconstruction / A. Bier, L. Luchowski // *International Conference on Computer Vision/Computer Graphics Collaboration Techniques and Applications*. – Berlin: Springer, 2009. – P. 230–241.
10. Latency analysis of ROS 2 multi-node systems / T. Kronauer, J. Pohlmann, M. Matthé, T. Smejkal, G. Fettweis // *arXiv preprint*. – 2021. – arXiv:2101.02074.
11. Open Robotics. ROS 2 documentation [Electronic resource]. – URL: <https://docs.ros.org/en/rolling/index.html> (дата обращения: 03.11.2025).
12. An adaptable robotic system for assembling irregular earphone parts on factory automation / G. Zhang, C. Li, X. Zhang, G. Liu, Y. Liu, J. Zhao, S. Xu // *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*. – IEEE, 2019. – P. 52–58.
13. Tassa Y. Synthesis and stabilization of complex behaviors through online trajectory optimization / Y. Tassa, T. Erez, E. Todorov // *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*. – IEEE, 2012. – P. 4906–4913.
14. Stereolabs. ZED 2 camera documentation [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.stereolabs.com/docs/> (дата обращения: 15.12.2025).
15. Valverde M. A survey of deep learning-based 3D object detection methods for autonomous driving across different sensor modalities / M. Valverde, A. Moutinho, J.V. Zacchi // *Sensors*. – 2025. – Vol. 25, No. 17. – P. 1–40.
16. Advances and prospects of vision-based 3D shape measurement methods / G. Zhang, S. Yang, P. Hu, H. Deng // *Machines*. – 2022. – Vol. 10, No. 2. – P. 1–24.
17. A comprehensive review of vision-based 3D reconstruction methods / L. Zhou, G. Wu, Y. Zuo, X. Chen, H. Hu // *Sensors*. – 2024. – Vol. 24, No. 7. – P. 1–36.
18. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection / J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, A. Farhadi // *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*. – Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2016. – P. 779–788.

Саира

Аспирант каф. телевидения и управления (каф. ТУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0008-9214-8411
Тел.: +7-999-499-57-31
Эл. почта: sairasanaawar@gmail.com

Капустин Вячеслав Валериевич

Канд. техн. наук, доцент каф. каф. ТУ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2293-0511
Тел.: +7-960-969-88-77
Эл. почта: viacheslav.v.kapustin@tusur.ru

Тисленко Алексей Александрович

Аспирант каф. каф. ТУ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0009-8082-6753
Тел.: +7-952-894-07-51
Эл. почта: tislenko_1999-2012@mail.ru

Поступила в редакцию: 18.03.2026.

Принята к публикации: 19.05.2026.

Saira, Kapustin V.V., Tislenko A.A.

Control of a six-axis robotic manipulator using automatic 3D localization of target objects based on stereoscopic vision

Relevance. Accurate three-dimensional object localization is a critical requirement for robotic visual servoing systems that perform autonomous object grasping and manipulation.

Purpose of the study. The study aims to develop and experimentally evaluate an integrated autonomous object grasping system based on stereo vision and a robotic manipulator.

Methods. The proposed system employs a ZED 2 stereo camera, the YOLOv8 object detection model, a six-axis robotic manipulator, and the ROS 2 operating system. Object detection and two-dimensional coordinate estimation were performed using RGB images, followed by fusion with depth map data to obtain three-dimensional coordinates and their transformation into the robot base coordinate system. **Novelty.** An integrated visual servoing approach for robotic manipulation is proposed, providing sub-centimeter 3D localization accuracy using a consumer-grade stereoscopic sensor. **Results.** Experimental evaluation demonstrated a localization root mean square error (RMSE) of 2.95 mm in the XY plane. Autonomous grasping experiments achieved a success rate exceeding 97%. **Practical significance.** The developed system can be applied in industrial automation tasks, autonomous object grasping, and robotic visual servoing systems requiring high-precision spatial localization.

Keywords: stereo vision, 3D object localization, vision-guided robotics, depth accuracy, ROS 2, robotic manipulation.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-135-143

References

1. He Y., Chen S. Advances in sensing and processing methods for three-dimensional robot vision. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2018, vol. 15, no. 2, pp. 1–19.
2. Soori M., Dastres R., Arezoo B., Jough F.K. Intelligent robotic systems in Industry 4.0: A review. *Journal of Advanced Manufacturing Science and Technology*, 2024, vol. 4, no. 3, pp. 1–20.
3. Rayhan A. Artificial intelligence in robotics: From automation to autonomous systems. *IEEE Transactions on Robotics*, 2023, vol. 39, no. 7, pp. 2241–2253.
4. Panasiuk J. Controlling an Industrial Robot Using Stereo 3D-Vision Systems with AI Elements. *Sensors*, 2025, vol. 25, no. 20, pp. 1–32.
5. Li Z., Li S., Luo X. An overview of calibration technology of industrial robots. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2021, vol. 8, no. 1, pp. 23–36.

6. Huang H., Liu J., Liu S., Jin P., Wu T., Zhang T. Error analysis of a stereo-vision-based tube measurement system. *Measurement*, 2020, vol. 157, pp. 1–17.
 7. Zhao H., Ma W., Ji P., Zhang G., Shi B., Zhang Z., Yin W., Yang S. Modeling the measurement accuracy for binocular stereo vision system. *Optics Express*, 2025, vol. 33, no. 9, pp. 19051–19066.
 8. Belhaoua A., Kohler S., Hirsch E. Error evaluation in a stereovision-based 3D reconstruction system. *EURASIP Journal on Image and Video Processing*, 2010, vol. 2010, no. 1, pp. 1–12.
 9. Bier A., Luchowski L. Error analysis of stereo calibration and reconstruction. International Conference on Computer Vision/Computer Graphics Collaboration Techniques and Applications, Berlin, Springer, 2009, pp. 230–241.
 10. Kronauer T., Pohlmann J., Matthé M., Smejkal T., Fettweis G. Latency analysis of ROS 2 multi-node systems. *arXiv e-prints*, 2021, art. no. arXiv:2101.02074.
 11. Open Robotics. ROS 2 documentation. Available at: <https://docs.ros.org/en/rolling/index.html> (accessed: 3 November 2025).
 12. Zhang G., Li C., Zhang X., Liu G., Liu Y., Zhao J., Xu S. An adaptable robotic system for assembling irregular earphone parts on factory automation. IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO), IEEE, 2019, pp. 52–58.
 13. Tassa Y., Erez T., Todorov E. Synthesis and stabilization of complex behaviors through online trajectory optimization. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), IEEE, 2012, pp. 4906–4913.
 14. Stereolabs. ZED 2 camera documentation. Available at: <https://www.stereolabs.com/docs/> (accessed: 15 December 2025).
 15. Valverde M., Moutinho A., Zacchi J.V. A survey of deep learning-based 3D object detection methods for autonomous driving across different sensor modalities. *Sensors*, 2025, vol. 25, no. 17, pp. 1–40.
 16. Zhang G., Yang S., Hu P., Deng H. Advances and prospects of vision-based 3D shape measurement methods. *Ma-chines*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 1–24.
 17. Zhou L., Wu G., Zuo Y., Chen X., Hu H. A comprehensive review of vision-based 3D-reconstruction methods. *Sensors*, 2024, vol. 24, no. 7, pp. 1–36.
 18. Redmon J., Divvala S., Girshick R., Farhadi A. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection. Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Las Vegas, NV, USA, IEEE, 2016, pp. 779–788.
-
- Saira**
Postgraduate student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
ORCID: 0009-0008-9214-8411
Phone: +7-999-499-57-31
Email: sairasanaawar@gmail.com
- Viacheslav V. Kapustin**
Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Television and Control, TUSUR
40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
ORCID: 0000-0002-2293-0511
Phone: +7-960-969-88-77
Email: viacheslav.v.kapustin@tusur.ru
- Aleksey A. Tislenko**
Postgraduate student, Department of Television and Control, TUSUR
40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
ORCID: 0009-0009-8082-6753
Phone: +7-952-894-07-51
Email: tislenko_1999-2012@mail.ru
- Received: 18.03.2026.
Accepted: 19.05.2026.

УДК 004.934.2

Шифр специальности ВАК: 2.3.1

А.А. Шелупанов, Е.Ю. Костюченко, Г.Л. Погорелов, Н.Д. Никитин, А.В. Максимов

Оценка качества синтеза речи с применением попарного сравнения и сиамской нейронной сети

Актуальность. Развитие технологий систем синтеза речи по образцу обуславливает необходимость определения надежных методов оценки их реалистичности для обеспечения информационной безопасности. **Цель исследования.** Сравнительное исследование реалистичности моделей синтеза речи (RVC, Coqui TTS и Fish Speech) на основе комплексного подхода, сочетающего субъективное попарное сравнение аудиторами и объективную классификацию сиамской нейронной сети. **Методы.** Применены попарное сравнение аудиозаписей группой независимых аудиторов, а также сиамская нейронная сеть с обучаемым классификатором на основе MFCC-спектрограмм, обученная на авторском русскоязычном наборе данных. **Научная новизна.** Для задачи определения синтезированной речи предложена модифицированная архитектура сиамской нейронной сети, в которой вместо фиксированной метрики расстояния используется конкатенация эмбедингов с последующей обработкой многослойным перцептроном. **Результаты.** Результаты исследования показали, что модель Fish Speech обладает наивысшим акустическим сходством с оригиналом, вызывая максимальное число ложных идентификаций. Обученная сиамская сеть выявляет синтезированную речь с итоговой точностью 84%. **Практическая значимость.** Полученные выводы доказывают применимость предложенной архитектуры для независимой автоматизированной оценки качества синтеза и позволяют продолжить исследование в направлении защиты речевых систем от спуффинг-атак с возможностью сравнения с перцептивными способностями человека.

Ключевые слова: синтез речи, нейронные сети, попарное сравнение, экспертная оценка, Retrieval-based Voice Conversion, Text-to-Speech, Fish Speech, сиамская нейронная сеть.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-144-151

Введение

В рамках данного исследования оценка качества синтеза речи концептуально связывается с понятием перцептивной неотличимости генерированного сигнала от естественного голоса диктора. Несмотря на то, что формально в процессе экспертного аудирования и работы сиамской нейронной сети решается задача двухальтернативной классификации («реальное или синтезированное аудио»), результаты решения этой задачи напрямую транслируются в оценку качества речи. Способность генеративной модели вводить в заблуждение валидатора (человека или алгоритм), выражающаяся в высоком количестве ложных классификаций, служит наиболее строгим индикатором высокого акустического сходства. Таким образом, классификационный подход де-факто выступает инвертированной шкалой оценки: невозможность достоверного разделения выборки на классы верифицирует минимизацию машинных артефактов и подтверждает высокую реалистичность синтеза.

Для акустического анализа структуры речевого сигнала разрабатываются программные комплексы, способные оценивать базовые частотные-временные характеристики [1] и применяются государственные стандарты, например, ГОСТ Р 50840–95 «Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости» [2], требующие участия экспертов-аудиторов [3]. Метод попарного сравнения [4] может быть эффективен для поиска артефактов синтеза речи, однако данный процесс является субъективным [5] и трудоемким, что требует его автоматизации. Предложенные алгоритмы на базе математических метрик (DTW-расстояние [6] и анализ кеп-

стральных коэффициентов [7]) в текущих условиях уступают нейросетевым архитектурам [8], которые сегодня становятся базовым стандартом в задачах обработки звука, включая автоматическое распознавание речевых команд [9].

Целью исследования является сравнительный анализ реалистичности синтеза речи по образцу с применением различных моделей: RVC [10], Coqui TTS [11] и Fish-Speech [12] путем оценки точности двухальтернативной классификации оригинальных и сгенерированных аудиозаписей.

В рамках данного исследования качество синтеза определяется через способность отличить сгенерированное аудио от реального. Решаемая задача классификации де-факто переходит в оценку качества: если аудиторы и нейронная сеть массово не могут разделить записи на классы (оригинал и синтез), это является прямым доказательством высокой реалистичности синтезированной речи.

Авторский набор данных

Такие наборы данных, как MLAAD (Multi-language Audio Anti-spoofing Dataset) или ASVspoof (отсутствуют русскоязычные записи), ориентированы на обобщенные задачи антиспуффинга. ASVspoof не содержат строго выровненных пар аудиозаписей (оригинальное и синтезированное произношение одной и той же фразы). MLAAD такие пары содержит, однако есть вопросы к речевому составу с точки зрения русского языка – необходимо дополнительное исследование по части фонетической взвешенности. Поскольку методология данного исследования требует проведения попарного сравнения (pairwise comparison) для детального анализа качества генера-

ции конкретными моделями (Fish Speech, RVC, Coqui TTS), использование готовых не размеченных по фразам баз оказалось нецелесообразным. В связи с этим был сформирован собственный, структурно сбалансированный набор данных, обеспечивающий прямое сопоставление оригинала и синтеза.

В качестве основы для набора данных были использованы фразы из ГОСТ Р 50840–95, обеспечивающие фонетически сбалансированный набор фонем русского языка.

Авторский набор данных был сформирован из аудиозаписей реальной речи, записанной диктором, и синтезированной с использованием трех моделей.

Были выбраны три диктора, записавшие по 75 аудиозаписей, а именно 25 исходных фраз из ГОСТа были произнесены три раза с целью соответствия количества реальных и синтезированных. Синтезированные аудиозаписи были сформированы следующим образом: Fish-Speech и Coqui TTS использовали фразу из ГОСТа и образец голоса диктора, а RVC использовал аудиозаписи, синтезированные предобученным русскоязычным диктором мужского пола из Coqui TTS, и образец голоса диктора.

Таким образом, был сформирован набор данных, состоящий из 450 аудиозаписей реальной и синтезированной речи.

Предобработка данных

Аудиозаписи синтезированной речи обладают признаками, позволяющими аудиторам определить их происхождение – характерные паузы, а реальная речь обладает фоновым шумом, представляющим возможность выявить тип записи.

Таким образом, были применены следующие этапы обработки всех аудиозаписей: шумоочистка и удаление пауз.

На языке программирования Python версии 3.10 была разработана программа, где модуль шумоочистки был выполнен при помощи библиотеки *librosa* [13], и модуль удаления пауз реализован с использованием VAD (Voice activity detection) [14] библиотеки *webrtcvad* (Google WebRTC).

Процесс удаления шумов в аудиозаписях включал в себя следующее: спектральный анализ (STFT): входной сигнал $x(t)$ преобразуется в частотно-временную область с помощью оконного преобразования Фурье, где используются окно Ханна с 2048 и шагом перекрытия 512 и оценка профиля шума, а алгоритм автоматически анализирует первые 0,5 с аудиозаписи (допущение о 0,5 с тишины основано на специфике используемых записей, имеющих стартовую паузу, при попадании речи в этот интервал возможно искажение полезного сигнала на этапе шумоочистки, поэтому для автоматического анализа произвольной речи данный алгоритм потребует доработки с использованием детекции голосовой активности. С другой стороны, предполагается применение оценки в рамках реальной системы, где запись ведется для отдельных фраз, выводимых на экран. В этом случае даже минимальное время реакции диктора на выведенную для зачитывания фразу превышает 0,5 с, что приво-

дит к появлению необходимой паузы), предполагая отсутствие речи на этом участке, на основе этого фрагмента строится статистическая модель шума, расчет маски – для каждого частотно-временного бина рассчитывается отношение сигнал/шум, если амплитуда сигнала в конкретной частотной полосе не превышает порог, заданный профилем шума (с учетом коэффициента чувствительности), данный бин подавляется, обратное преобразование – модифицированная спектрограмма преобразуется обратно во временную область для получения очищенного сигнала.

Процесс удаления пауз состоит из данных шагов: ресемплинг, где сигнал приводится к формату, требуемому стандартом G.711/G.722, а частота дискретизации 16 кГц, моно, глубина 16 бит. Фрейминг с разбиением аудиопотока на кадры длительностью 30 мс. Классификация фреймов: вероятностная модель на основе гауссовых смесей (GMM) классифицирует каждый кадр как «речь» – «1» или «тишина» – «0». Использовался уровень агрессивности алгоритма, равный 2, для баланса между пропуском тихой речи и ложным срабатыванием на шум. Тримминг: на основе полученной карты активности производилась обрезка начальных и конечных сегментов тишины.

Проведена обработка имен аудиозаписей, чтобы облегчить их анализ после проведения попарного сравнения. Имя аудиозаписи после обработки состояло из имени диктора, происхождения (реальное или конкретная система синтеза) и порядкового номера записи.

Попарное сравнение

Разработана программа для проведения попарного сравнения на языке Python. Программа организована следующим образом: инициализация и идентификация – ввод имени аудитора и выбор целевого диктора из списка доступных, загрузка и подготовка данных – программа находит соответствующие директории и для выбранного диктора. Формирует две независимые очереди образцов аудиозаписей, рандомизация – сначала программа выполняет случайное перемешивание файлов.

В рамках каждой итерации с использованием генератора случайных чисел определяется порядок воспроизведения внутри пары: реальный или синтезированный будет проигрываться первым, цикл аудирования и управление воспроизведением – для каждой пары программа последовательно активирует аудиоканалы с возможностью дополнительного прослушивания пары аудиозаписей, сбор и фиксация результатов – после каждого выбора аудитора программа сопоставляет полученный результат с метаданными файла – его исходным типом и записываются в структуру *DataFrame* и дублируются в файл формата «*xlsx*» с данными полями: название записи, ее происхождение и ответ пользователя.

В субъективном эксперименте приняли участие пять аудиторов, заранее не знакомых с темой проводимой работы, что исключало влияние возможных знаний о качестве синтезаторов.

Протокол проведения попарного сравнения

1. Формирование группы: для проведения оценки была привлечена группа из 5 независимых респондентов, не знакомых с тематикой и целями проводимого исследования.

2. Подготовка условий: респонденты самостоятельно определяли место и время проведения эксперимента для обеспечения комфортных условий прослушивания и минимизации внешних шумов.

3. Предоставление материалов: после подтверждения готовности каждому участнику направлялся архив, содержащий исполняемые файлы, и набор аудиоданных для попарного сравнения.

4. Развертывание окружения: респонденты произвели распаковку архива и запуск конфигурационного скрипта для установки необходимых программных зависимостей.

5. Регистрация: при запуске программы оценки участники проходили процедуру регистрации, вводя свои имена.

6. Выбор объекта оценки: респондент выбирал в интерфейсе программы конкретного диктора, аудиозаписи которого будут предъявляться для оценки.

7. Инициация сессии: запускалась процедура попарного сравнения для выбранного диктора.

8. Перемешивание набора аудиозаписей: программа в случайном порядке формировала пары аудиозаписей, состоящие из реальной и синтезированной речи. Записи в паре воспроизводились последовательно.

9. Процедура оценки: задача респондента заключалась в определении оригинальной записи из представленной пары (двухальтернативный выбор). В интерфейсе была предусмотрена функция повторного прослушивания записей.

10. Регистрация результатов: каждый выбор, сделанный респондентом, логировался и экспортировался в электронную таблицу формата .xlsx.

11. Итеративность: после завершения оценки всех пар аудиозаписей одного диктора респондент переходил к аналогичной процедуре для следующего диктора.

12. Сбор данных: по завершении всего эксперимента полученные файлы с результатами передавались исследователям для проведения последующего анализа.

Анализ попарного сравнения

Процедура постобработки и анализа собранных данных включала в себя следующие этапы:

Агрегация данных: результаты попарного сравнения, полученные от всех респондентов в формате электронных таблиц, были сведены в единую базу данных для последующего статистического анализа.

Расчет общей точности: на основе объединенной выборки была вычислена общая точность идентификации участниками оригинальных аудиозаписей дикторов.

Атрибуция ошибок: каждый случай неверной классификации (выбор синтезированного аудио-

фрагмента вместо оригинального) был промаркирован тегом соответствующей модели синтеза речи.

Формирование сводной статистики: на основе размеченных данных была составлена итоговая матрица ошибок. Данная матрица демонстрирует распределение количества ошибок двумерно: по каждому респонденту индивидуально и по каждой генеративной модели. Было рассчитано суммарное количество ложных срабатываний для каждой архитектуры, что выступает прямым индикатором качества и естественности генерируемого ею голоса (табл. 1).

Анализ сводной матрицы ошибок позволил ранжировать исследуемые модели по степени реалистичности синтезируемой речи. В контексте данного эксперимента критерием качества работы модели выступало количество ложных идентификаций – ситуаций, когда респонденты ошибочно принимали синтезированный аудиофрагмент за естественную речь диктора.

Для статистической проверки результатов субъективного прослушивания и оценки различий между алгоритмами применялся непараметрический критерий Фридмана. Выбор данного метода обусловлен самим экспериментом, при котором синтезированная речь всех трех моделей (RVC, Fish Speech, Coqui TTS) оценивалась одной и той же группой из 5 аудиторов (зависимые выборки). Анализ распределения количества ошибок выявил статистически значимые различия между архитектурами ($\chi^2 = 8,4$; $df = 2$; $p = 0,015$). Поскольку полученный уровень значимости $p < 0,05$, нулевая гипотеза об отсутствии разницы отвергается. Это позволяет утверждать, что наблюдаемые различия в качестве синтеза не являются следствием случайности в рамках проведения эксперимента.

Таблица 1
Количество ошибок, допущенных аудиторами для дикторов

Первый диктор			
	RVC	Fish	TTS
Аудитор 1	0	1	0
Аудитор 2	12	13	4
Аудитор 3	1	11	0
Аудитор 4	1	7	0
Аудитор 5	0	6	1
Итог	14	36	5
Второй диктор			
Аудитор 1	0	6	1
Аудитор 2	8	12	5
Аудитор 3	1	13	5
Аудитор 4	1	5	0
Аудитор 5	0	8	0
Итог	10	44	11
Третий диктор			
Аудитор 1	9	5	4
Аудитор 2	8	10	5
Аудитор 3	5	5	1
Аудитор 4	3	4	6
Аудитор 5	6	8	2
Итог	31	32	18

Модель Fish Speech статистически значимо превосходит остальные алгоритмы по способности генерировать естественную речь, вводящую аудиторов в заблуждение.

Наивысшее качество синтеза продемонстрировала архитектура Fish Speech. При оценке аудиозаписей, сгенерированных данной моделью, слушатели допустили наибольшее количество ошибок (112 ложных срабатываний). Это свидетельствует о высокой степени акустической и перцептивной схожести синтезируемого сигнала с оригинальным голосом, что затрудняет их дифференциацию человеком.

Второе место по уровню естественности заняла модель RVC. Суммарно для данного алгоритма было зафиксировано 55 ошибок классификации. Этот показатель указывает на приемлемое, хотя и менее совершенное по сравнению с лидером качество генерации речи, при котором артефакты синтеза становятся более заметными для человеческого слуха.

Наименее убедительные результаты показала система Coqui TTS, для которой было допущено всего 34 ошибки. В подавляющем большинстве случаев при попарном сравнении респонденты успешно отличали естественную речь от сгенерированной. Столь низкий показатель ложных идентификаций прямо указывает на наличие выраженных машинных искажений и недостаточную реалистичность аудиозаписей данной модели.

Метод попарного сравнения позволил получить субъективную оценку качества синтеза речи. Однако для формирования независимой объективной оценки в работе будет использована нейросетевая модель.

Описание модели

В качестве модели была использована модифицированная архитектура сиамской нейронной сети (Siamese Neural Network). Предложенная модель предназначена для попарного сравнения аудиозаписей, представленных в виде двумерных частотно-временных признаков (MFCC-спектрограмм).

Архитектурно сеть можно разделить на два основных модуля: экстрактор признаков (сверточная часть) и блок классификации (многослойный персептрон).

1. Экстрактор признаков (Feature Extractor).

Извлечение признаков осуществляется параллельно для двух входных аудиозаписей через идентичные сверточные ветви с общими (разделяемыми) весами. Сверточный блок состоит из трех последовательных каскадов. Каждый каскад включает в себя:

- слой двумерной свертки (Conv2D) с ядром 3×3 , параметром $\text{padding}=1$ и постепенным увеличением числа каналов (16, 32 и 64 соответственно);
- функцию нелинейной активации ReLU;
- слой максимального пулинга (MaxPooling2D) с окном 2×2 .

В результате прохождения через сверточные каскады пространственная размерность входных спектрограмм (количество коэффициентов MFCC и длина аудиозаписи) уменьшается в 8 раз по каждой из осей. На выходе экстрактора формируются сглаженные

одномерные векторы признаков (эмбединги) для каждой из двух аудиозаписей.

2. Блок классификации (Classifier).

Отличительной особенностью предложенной архитектуры является метод сравнения полученных представлений. В отличие от классических сиамских сетей, где для определения схожести эмбедингов применяются заранее заданные метрики (например, вычисление евклидова расстояния или косинусного сходства), в данной работе используется обучаемый классификатор на базе многослойного персептрона (MLP).

Векторы признаков, полученные от обеих аудиозаписей, объединяются методом конкатенации в единый вектор размерности $2N$ (где N – размерность одного эмбединга). Объединенный вектор подается на вход полносвязной нейронной сети, состоящей из:

- первого скрытого слоя на 256 нейронов (активация ReLU);
- слоя прореживания (Dropout) с вероятностью 0,2, применяемого для предотвращения переобучения модели;
- второго скрытого слоя на 64 нейрона (активация ReLU);
- выходного слоя с двумя нейронами, формирующими логиты для двухальтернативной классификации.

Преимущество данного подхода – замена метрического расстояния (евклидова) на конкатенацию с последующей обработкой через персептрон – позволяет модели не просто оценивать геометрическую близость векторов в пространстве признаков, но и самостоятельно выучивать сложные нелинейные корреляции между акустическими характеристиками оригинальной и синтезированной речи, что повышает общую выразительную способность (expressive power) модели.

Набор данных для обучения модели

Для обучения сиамской нейронной сети был сформирован специализированный набор данных, базирующийся на том же массиве аудиозаписей, который ранее применялся в ходе попарного тестирования. На этапе тренировки модели использовались аудиозаписи двух дикторов. Общий объем подготовленного материала составил 150 сформированных пар. Данный массив был разделен на обучающую (Train) и валидационную (Validation) выборки в соотношении 80/20: в обучающее множество вошло 120 пар, а для промежуточной оценки и настройки нейронной сети (валидации) было выделено 30 пар.

Для дальнейшего обучения классификатора были выбраны мел-кепстальные коэффициенты (MFCC). Данный выбор был обусловлен возможностью извлечения значимых акустических характеристик, что оказывает позитивное влияние на обучение классификатора [15].

Анализ результата работы классификатора

Обучение проводилось при помощи трехэтапной кроссвалидации: всего три диктора, обучение проводилось на двух, а на третьем (независимом) проводи-

лось практическое тестирование. Таким образом было проведено три обучения (первый и второй с третьим, первый и третий со вторым, второй и третий тестировался с первым). На рис. 1 показаны результаты обучения на наборе данных первого и второго диктора).

По результатам практического тестирования предложенная архитектура продемонстрировала высокую точность: нейронная сеть корректно классифицировала 189 из 225 предъявленных пар, допустив 36 ошибок (ложных срабатываний). Итоговая точность (Ассуагу) на тестовой выборке составила 84,00%, что подтверждает способность модели выявлять паттерны синтезированной речи на ранее не встречавшихся аудиозаписях.

Для оценки сходимости алгоритма и контроля процесса обучения анализировалась динамика изменения функции потерь (loss-функция – кроссэнтропия), представленная на рис. 1, в, г. В контексте данной задачи метрика потерь отражает общую величину ошибки модели: насколько сильно предсказанные вероятности отклоняются от истинных меток классов (естественная или синтезированная речь). Постепенное снижение тренировочных потерь (рис. 1, в) свидетельствует о том, что нейронная сеть успешно выявляет релевантные акустические признаки. В свою очередь, синхронное снижение валидационных потерь (рис. 1, г) подтверждает хорошую обобщающую способность классификатора и отсутствие эффекта переобучения (overfitting) на тренировочных данных.

Распределение 36 ложных классификаций на тестовой выборке показало следующую динамику:

наибольшую сложность представили аудиозаписи, синтезированные при помощи модели Fish Speech (31 ошибка классификации). Аудиозаписи, синтезированные посредством Coqui TTS, спровоцировали 4 ложных срабатывания системы. Наиболее легко распознаваемыми для сиамской сети оказались аудиозаписи системы RVC – в данном сегменте зафиксирована лишь 1 ошибка (табл. 2).

Сравнение с алгоритмом DTW (усреднение через метрику RMS по 225 парам MFCC-спектрограмм) показало следующие результаты: Fish Speech – 167,16; Coqui TTS – 189,33; RVC – 194,21. DTW подтверждает акустическое лидерство Fish Speech, модель Coqui TTS получила оценку выше RVC. Это прямо противоречит результатам субъективного аудирования.

Данное расхождение эмпирически показывает, что математические метрики не улавливают перцептивные машинные артефакты, с выявлением которых успешно справляется разработанная сиамская нейросеть. Кроме того, приведенный в работе подход на основе классификации не учитывает степень схожести образцов. Для нас если есть один удачный экземпляр синтеза и один крайне неудачный – это критерий качества 1/2. С точки зрения же расстояния это более половины большей метрики, которая может быть огромной для крайне неудачного экземпляра, первый результат, по сути, будет не учтен. Это говорит об ограниченной применимости метрики DTW в чистом виде – она показывает среднее расстояние между экземплярами, но при этом усредняет и выбросы, что может качественно влиять на итоговую метрику.

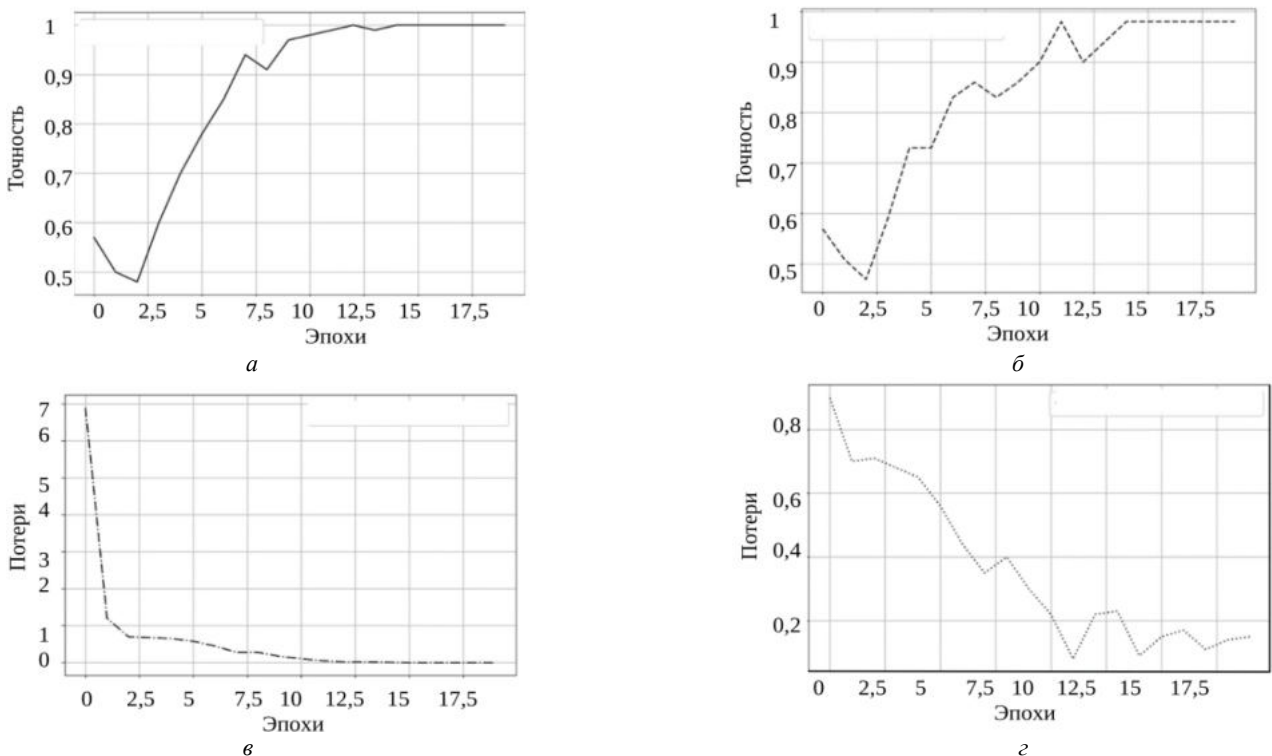


Рис. 1. Динамика процесса обучения сиамской нейронной сети на выборке: а – обучающей; б – валидационной. Значение функции потерь на выборке: в – обучающей; г – валидационной

Таблица 2

Количество ошибок, допущенных сямской нейронной сетью			
Количество определений	RVC	Fish	TTS
Правильных	74	44	71
Ложных	1	31	4

Заключение

Субъективная оценка, реализованная методом попарного сравнения с участием группы респондентов, показала, что наибольшую сложность для человеческого восприятия представляют аудиозаписи, сгенерированные моделью Fish Speech (112 ошибок классификации). Модели RVC и Coqui TTS распознавались слушателями значительно легче: при их прослушивании было допущено 55 и 34 ошибки соответственно. Данные показатели свидетельствуют о том, что синтез Fish Speech обладает наибольшим акустическим сходством с естественной речью.

Для проведения объективной оценки была разработана сямская нейронная сеть, классифицирующая аудиозаписи на основе извлечения и конкатенации MFCC-спектрограмм. Тестирование алгоритма на независимой выборке (записи третьего диктора, не использовавшегося при обучении) показало итоговую точность распознавания 84,00%. Из 225 предъявленных тестовых пар модель верно классифицировала 189.

Сравнение результатов субъективного и объективного подходов выявило прямое совпадение распределения ошибок. Анализ 36 ложных срабатываний нейронной сети показал, что большая их часть (31 ошибок) также пришлось на аудиозаписи модели Fish Speech. Для моделей Coqui TTS и RVC алгоритм допустил 4 и 1 ошибку соответственно.

Таким образом, результаты машинной классификации полностью согласуются с результатами субъективного аудирования. Установлено, что частотно-временные характеристики записей, сгенерированных архитектурой Fish Speech, представляют наибольшую сложность для дифференциации от оригинального голоса как для человеческого слуха, так и для обученной нейронной сети.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования России: FEWM-2026-0009 (ТУСУР).

Литература

1. Репьюк Н.С. Программный комплекс для исследования речевых сигналов / Н.С. Репьюк, А.А. Конев // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 1. – С. 93–99.
2. ГОСТ Р 50840–95. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. – М.: Изд-во стандартов, 1996. – 18 с.
3. Kostuchenko E. The evaluation process automation of phrase and word intelligibility using speech recognition systems / E. Kostuchenko et al. // International Conference on Speech and Computer. – Istanbul, Turkey, Cham: Springer, 2019. – P. 237–246.
4. Семенчук К.В. Сущность метода попарного сравнения в функционально-стоимостном анализе / К.В. Семенчук, П.Е. Минкевич, А.А. Пузыревская // Science Time. – 2016. – № 12. – С. 107–109.

5. Оценка качества синтезированной речи: проблемы и решения / А.И. Соломенник, А.О. Таланов, М.В. Соломенник и др. // Известия вузов. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 2. – С. 38–41.

6. Новохрестова Д.И. Алгоритм и методика количественной оценки схожести речевых сигналов / Д.И. Новохрестова, Е.Ю. Костюченко, И.А. Ходашинский // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 3. – С. 45–51.

7. Сорокин В.Н. Распознавание личности по голосу: аналитический обзор / В.Н. Сорокин, В.В. Вьюгин, А.А. Тананыкин // Информационные процессы. – 2012. – Т. 12, № 1. – С. 1–30.

8. A Survey of Audio Classification Using Deep Learning / K. Zaman, M. Sah, C. Direkoglu, M. Unoki // IEEE Access. – 2023. – Vol. 11. – P. 106620–106649.

9. Катаев М.Ю. Методика распознавания речевых команд в школьных информационных системах // Речевые технологии. – 2024. – № 1. – С. 18–34.

10. Оганесян О. Сравнение алгоритмов клонирования голоса в условиях нулевого и малого количества примеров / О. Оганесян, Д. Саргсян, А. Маладжян // Труды ИСП РАН. – 2024. – Т. 36, № 4. – С. 7–16.

11. Coqui TTS Documentation: XTTS [Электронный ресурс]. – URL: <https://coqui-tts.readthedocs.io/en/latest/models/xtts.html> (дата обращения: 15.01.2025).

12. Fish-Speech: Leveraging Large Language Models for Advanced Multilingual Text-to-Speech Synthesis / S. Liao, Y. Wang, T. Li et al. // arXiv e-prints. – 2024. – Art. No. arXiv:2411.01156.

13. Librosa: Audio and music signal analysis in Python / B. McFee, C. Raffel, D. Liang et al. // Proc. of the 14th Python in Science Conf. (SciPy). – Austin, TX, USA. – 2015. – Vol. 8. – P. 18–25.

14. Voice activity detection algorithm based on long-term pitch information / X.K. Yang, L. He, Q. Dan, W.Q. Zhang // EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing. – 2016. – No. 1. – P. 1–9.

15. Comparative analysis of audio classification with MFCC and STFT features using machine learning techniques / M.K. Gourisaria et al. // Discover Internet of Things. – 2024. – Vol. 4, No. 1. – P. 1–23.

Шелупанов Александр Александрович

Д-р техн. наук, член-кор. Российской академии наук, президент Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-2393-6701
Тел.: +7 (382-2) 90-71-55
Эл. почта: president@tusur.ru

Костюченко Евгений Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-8000-2716
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: key@fb.tusur.ru

Погорелов Григорий Леонидович

Студент каф. КИБЭВС ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-996-636-60-88
Эл. почта: grenki70@gmail.com

Никитин Николай Дмитриевич

Студент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-902-763-76-06
Эл. почта: kolya.nikitin.2005@inbox.ru

Максимов Артём Владимирович

Студент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-903-993-81-13
Эл. почта: amaksimov027@gmail.com

Поступила в редакцию: 19.03.2026.

Принята к публикации: 21.05.2026.

Shelupanov A.A., Kostyuchenko E.Y., Pogorelov G.L.,
Nikitin N.D., Maksimov A.V.

Speech Synthesis Quality Assessment Using Pairwise Comparison and Siamese Neural Networks

Relevance. The development of speech synthesis technologies necessitates the need to establish reliable methods for assessing their realism to ensure information security. **Purpose.** A comparative study of the realism of speech synthesis models (RVC, Coqui TTS, and Fish Speech) based on an integrated approach combining subjective pairwise comparison by auditors and objective classification of a Siamese neural network. **Methods.** Pairwise comparison of audio recordings by a group of independent auditors was used, as well as a Siamese neural network featuring a trainable classifier based on MFCC spectrograms, trained on authors' original Russian-language dataset. **Novelty.** For the problem of identifying synthesized speech, a modified Siamese neural network architecture is proposed, in which a concatenation of embeddings followed by processing via a multilayer perceptron is used instead of a fixed distance metric. **Results.** The results of the study showed that the Fish Speech model exhibits the highest acoustic similarity to the original, causing the maximum number of false identifications. The trained Siamese network detects synthesized speech with an overall accuracy of 84%. **Practical significance.** The findings demonstrate the applicability of the proposed architecture for independent automated evaluation of synthesis quality and enable further research into protecting speech systems from spoofing attacks, with the possibility of comparison with human perceptual abilities.

Keywords: speech synthesis, neural networks, pairwise comparison, expert evaluation, Retrieval-based Voice Conversion, Text-to-Speech, Fish Speech, Siamese neural network.

Funding. This work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of Russia: FEWM-2026-0009 (TUSUR).

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-144-151

References

1. Repyuk N.S., Konev A.A. [Software package for the study of speech signals]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2025, vol. 28, no. 1, pp. 93–99 (in Russ.).
2. GOST R 50840–95. *Peredacha rechi po traktam svyazi. Metody otsenki kachestva, razborchivosti i uznayemosti* [Speech transmission over varies communication channels. Techniques for measurements of speech quality, intelligibility and voice identification]. Moscow, Standartinform Publ., 1996, 18 p. (in Russ.).
3. Kostuchenko E. et al. The evaluation process automation of phrase and word intelligibility using speech recognition

systems. International Conference on Speech and Computer, Istanbul, Turkey, Cham, Springer Publ., 2019, pp. 237–246.

4. Semenchuk K.V., Minkevich P.E., Puzyrevskaya A.A. [The essence of the pairwise comparison method in functional-cost analysis]. *Science Time*, 2016, no. 12 (36), pp. 107–109 (in Russ.).

5. Solomennik A.I., Talanov A.O., Solomennik M.V., Khomitseich O.G., Chistikov P.G. [Evaluating the quality of synthesized speech: problems and solutions]. *Journal of Instrument Engineering*, 2013, vol. 56, no. 2, pp. 38–41 (in Russ.).

6. Novokhrestova D.I., Kostyuchenko E.Y., Khoda-shinsky I.A. [Algorithm and methodology for quantitative assessment of speech signal similarity]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radio-elektroniki*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 45–51 (in Russ.).

7. Sorokin V.N., Vyugin V.V., Tananykin A.A. [Personal voice recognition: an analytical review]. *Information Processes*, 2012, vol. 12, no. 1, pp. 1–30 (in Russ.).

8. Zaman K., Sah M., Direkoglu C., Unoki M. A Survey of Audio Classification Using Deep Learning. *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 106620–106649.

9. Kataev M.Yu. [Methods of speech command recognition in school information systems]. *Speech Technologies*, 2024, no. 1, pp. 18–34 (in Russ.).

10. Oganessian O., Sargsyan D., Malajyan A. [Comparison of voice cloning algorithms in zero-shot and few-shot scenarios]. *Proceedings of ISP RAS*, 2024, vol. 36, no. 4, pp. 7–16 (in Russ.).

11. Coqui TTS Documentation: XTTS. Available at: <https://coqui-tts.readthedocs.io/en/latest/models/xtts.html> (accessed: 15 January 2025).

12. Liao S., Wang Y., Li T. et al. Fish-Speech: Leveraging Large Language Models for Advanced Multilingual Text-to-Speech Synthesis. *arXiv e-prints*, 2024, Art. no. arXiv: 2411.01156.

13. McFee B., Raffel C., Liang D. et al. Librosa: Audio and music signal analysis in Python. Proc. of the 14th Python in Science Conf. (SciPy), Austin, TX, USA, 2015, vol. 8, pp. 18–25.

14. Yang X.K., He L., Dan Q., Zhang W.Q. Voice activity detection algorithm based on long-term pitch information. *EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing*, 2016, no. 1, pp. 1–9.

15. Gourisaria M.K. et al. Comparative analysis of audio classification with MFCC and STFT features using machine learning techniques. *Discover Internet of Things*, 2024, vol. 4, no. 1, pp. 1–23.

Alexander A. Shelupanov

Doctor of Engineering Sciences, Corresponding
Member of the Russian Academy of Sciences,
President of Tomsk State University of Control
Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
ORCID: 0000-0003-2393-6701
Phone: +7 (382-2) 90-71-55
Email: president@tusur.ru

Evgeny Y. Kostyuchenko

Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor,
Department of Complex Information Security, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-8000-2716
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: key@fb.tusur.ru

Grigori L. Pogorelov

Student, Department of Complex Information Security,
TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-996-636-60-88
Email: grenki70@gmail.com

Artem V. Maximov

Student, Department of Complex Information Security,
TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-903-993-81-13
Email: amaximov027@gmail.com

Nikolay D. Nikitin

Student, Department of Complex Information Security,
TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-902-763-76-06
Email: kolya.nikitin.2005@inbox.ru

Received: 19.03.2026.

Accepted: 21.05.2026.

УДК 004.738.5:339.187.2

Шифр специальности ВАК 2.3.4

Р.С. Кульшин, А.А. Сидоров

Двухконтурная концепция выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов для бизнеса в цифровой среде

Актуальность. Развитие цифровых платформ усиливает значение рекомендательных алгоритмов как инструмента управления пользовательским выбором, персонализацией предложений и поддержкой бизнес-процессов компании. **Цель исследования.** Целью работы является разработка двухконтурной концепции выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов для бизнеса в цифровой среде, обеспечивающей согласование технической оценки алгоритмов с последующей проверкой их прикладной результативности. **Методы.** В исследовании использованы методы сравнительного анализа, многокритериальной оценки, моделирования процедуры выбора алгоритма, агрегирования частных показателей в интегральный критерий, а также концептуального описания бизнес-валидации рекомендательных решений. **Научная новизна.** Предложена двухконтурная концепция выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов, отличающаяся разделением процедуры оценки на внутренний контур многокритериального офлайн-анализа и внешний контур проверки выбранного решения по онлайн-показателям пользовательского и экономического отклика. **Результаты.** Показано, что выбор рекомендательного алгоритма не должен основываться на одной локальной метрике, поскольку качество рекомендаций определяется совокупностью разнонаправленных характеристик. Обоснована роль интегрального критерия как основы предварительного сравнения, ранжирования и настройки алгоритмов до их внедрения в реальную цифровую среду. **Практическая значимость.** Предложенный подход может применяться цифровыми платформами, интернет-магазинами, медиасервисами и иными компаниями для обоснованного выбора рекомендательных алгоритмов, настройки их гиперпараметров и последующей проверки влияния рекомендаций на пользовательское поведение и бизнес-результаты.

Ключевые слова: рекомендательные системы, бизнес в цифровой среде, управленческие решения, многокритериальная оценка, интегральный показатель.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-152-159

Введение

Электронная коммерция, медиасервисы, образовательные платформы и другие цифровые экосистемы оперируют чрезвычайно большим количеством объектов, которые потенциально могут быть предложены пользователю. В этих условиях для бизнеса критическое значение приобретает задача управляемого представления ассортимента: компаниям необходимо не просто хранить и обслуживать большое число товаров, услуг или единиц контента, а обеспечивать их эффективное доведение до конкретного пользователя [1]. Именно здесь рекомендательные системы становятся важнейшим инструментом бизнеса в цифровой среде, поскольку влияют на вовлечённость пользователей [2, 3], вероятность повторного взаимодействия с платформой, потребление контента, продвижение ассортимента и, в конечном счёте, на экономическую результативность сервиса [4].

Практическая проблема бизнеса заключается в выборе рекомендательного алгоритмического решения, которое будет наилучшим образом соответствовать целям компании и ограничениям её цифровой инфраструктуры. При этом алгоритмические решения потенциально могут характеризоваться не одним, а совокупностью разнородных аспектов их качества: точность, качество ранжирования, разнообразие рекомендаций, вычислительная эффективность и другие параметры [5–7].

Для организации недостаточно, чтобы алгоритм демонстрировал высокое значение по какой-либо, пусть и даже самой релевантной относительно целей

его применения метрике. В реальной среде необходимо одновременно учитывать качество персонализации, способность правильно ранжировать объекты, разнообразие рекомендательной выдачи, вычислительные затраты на обработку данных и возможность масштабирования при росте числа пользователей и объектов. Следовательно, выбор рекомендательного алгоритма представляет собой задачу управленческого характера, в которой требуется согласовать разнонаправленные критерии и соотнести технические свойства модели с бизнес-целями компании.

На этом фоне становится очевидной ограниченность практики, при которой выбор рекомендательного алгоритма осуществляется по одной локальной метрике, чаще всего по показателю точности [8, 9]. Такой подход приемлем в узко вычислительной постановке, но он недостаточен для задач бизнеса, где требуется учитывать множественность эффектов и ограничений. Для компании принципиально важно не максимизировать изолированный показатель, а выбрать такое решение, которое будет приемлемым с точки зрения совокупного результата для цифровой системы. Отсюда вытекает необходимость разработки подхода, способного связать аналитическую оценку алгоритмов с логикой управленческого выбора.

Рекомендательная система как объект управления в бизнесе

Если рассматривать рекомендательную систему в организационном контексте, то её следует трактовать не как автономный модуль генерации персона-

лизированных списков, а как элемент механизма управления цифровым взаимодействием между компанией, обладающей ассортиментом, и пользователем. Через рекомендации бизнес-структура фактически управляет структурой пользовательского выбора, распределением внимания между объектами каталога и балансом между качеством сервиса и стоимостью его эксплуатации.

Такой подход особенно важен для компаний, функционирующих в формате цифровых платформ. Следовательно, задача выбора и настройки рекомендательного алгоритма приобретает свойства задачи управления в организационной системе, поскольку от неё зависит не только качество вычислительного результата, но и эффективность функционирования целого сегмента бизнеса.

Несмотря на то, что бизнес заинтересован в росте показателей фактического отклика и экономического результата, таких как CTR (click-through rate, отношение числа кликов на товар к числу их показов), CVR (conversion rate, отношение CVR к количеству покупок) и GMV (gross merchandise value, общая стоимость всех проданных товаров или услуг через торговую площадку за определенный период) и т.д. [10], на этапе предварительного выбора алгоритма эти показатели, как правило, ещё недоступны. До внедрения решения в эксплуатацию и проведения онлайн-экспериментов компания располагает главным образом офлайн-метриками, полученными на исторических данных. В результате возникает разрыв между тем, что нужно бизнесу как конечный эффект, и тем, что реально может быть измерено на стадии аналитического отбора альтернатив.

Этот разрыв имеет принципиальное значение [11]. Если офлайн-метрики напрямую отождествляются с бизнес-результатом, возникает риск методологически некорректных выводов о полезности алгоритма. Если же, напротив, отказаться от формализованной офлайн-оценки из-за отсутствия прямых бизнес-показателей, процесс выбора алгоритма становится слабо обоснованным и превращается в эмпирический или интуитивный. Следовательно, требуется концептуальная схема, которая позволяла бы использовать офлайн-метрики как основание предварительного управленческого выбора, но при этом не подменяла бы ими окончательную бизнес-оценку.

Двухконтурная концепция

Основная идея предлагаемой двухконтурной концепции заключается в том, что задача выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов в бизнесе не должна решаться на основе единого набора показателей, а требует разграничения аналитического и прикладного уровней оценки. Такая постановка обусловлена тем, что на этапе предварительного выбора алгоритма организация располагает, главным образом, офлайн-метриками, тогда как фактическая полезность рекомендательной системы для бизнеса проявляется уже в процессе эксплуатации и выражается через поведенческие и экономические показатели. Следовательно, методологически кор-

ректная модель должна, с одной стороны, обеспечивать формализованный предварительный выбор алгоритма на основе измеряемых характеристик, а с другой – сохранять возможность последующей проверки того, насколько этот выбор действительно оправдан с точки зрения бизнес-целей компании.

В этой связи предлагается рассматривать процедуру выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов как двухконтурную систему. Первый контур является внутренним и выполняет функцию офлайн-аналитического ядра. В нём осуществляется сбор частных метрик с последующей сверткой в интегральный показатель, используемый для сравнения альтернативных алгоритмов и настройки их параметров. Методические основы построения данного интегрального показателя, а также подход к объединению частных критериев разработаны авторами и представлены в работе [12]. Второй контур является внешним и выполняет функцию бизнес-валидации: на этом уровне предварительно выбранное решение проверяется в реальной цифровой среде по показателям фактического пользовательского и экономического отклика. Такая архитектура позволяет избежать смешения различных по природе критериев, сохраняя при этом их логическую преемственность в рамках единой концепции.

Принципиально важно, что в рамках данного подхода офлайн-метрики не трактуются как прямые бизнес-показатели. Такой взгляд особенно значим в условиях, когда организация должна сопоставить несколько альтернативных моделей, но ещё не располагает результатами А/В-тестирования [13], фактическими значениями онлайн-метрик или другими показателями практического использования. Следовательно, офлайн-контур не заменяет бизнес-оценку, а выполняет функцию предварительного многокритериального отбора и оптимизации решений в условиях ограниченной наблюдаемости конечного эффекта.

Вместе с тем бизнес-метрики не включаются непосредственно во внутренний контур текущей постановки. Они образуют внешний уровень подтверждения практической полезности выбранного решения. Если внутренний контур отвечает на вопрос о том, какой алгоритм является предпочтительным по совокупности измеряемых офлайн-характеристик, то внешний контур отвечает на вопрос о том, подтверждается ли эта предварительная оценка в реальных условиях функционирования цифровой платформы. В перспективе возможно построение обобщённой меры, объединяющей онлайн- и офлайн-компоненты, однако в рамках текущего позиционирования эти уровни сознательно разведены для сохранения методологической строгости и интерпретационной ясности.

Двухконтурная концепция выбора рекомендательного алгоритма представлена на рис. 1. В таком представлении офлайн-метрики получают статус прокси-характеристик бизнес-значимых свойств рекомендательной системы, а бизнес-метрики сохраняют статус внешнего критерия её практической результативности.



Рис. 1. Двухконтурная концепция выбора рекомендательного алгоритма

Именно такое разделение функций позволяет рассматривать предложенную концепцию как инструмент поддержки управленческих решений в бизнесе, а не только как способ вычисления итогового балла качества алгоритма.

Внутренний контур

Внутренний контур объединённой концепции представляет собой офлайн-аналитическое ядро, предназначенное для предварительного сравнения, выбора и настройки рекомендательных алгоритмов. Его задача состоит в преобразовании множества разрозненных характеристик в единую систему офлайн-оценки, обеспечивающую сопоставимость альтернатив и возможность их последующего ранжирования. Тем самым внутренний контур формирует методологическую основу предварительного отбора решений до их практической проверки во внешнем контуре.

Постановка задачи определения алгоритма и его гиперпараметров представлена в виде следующего кортежа (1):

$$K_{\text{внутр}} = \langle \mathbf{A}, \mathbf{O}, \mathbf{M}, \mathbf{P} \mid A^*, O^* \rangle, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}$ – множество альтернативных рекомендательных алгоритмов; $\mathbf{O}$ – множество допустимых конфигураций их гиперпараметров для каждого алгоритма; $\mathbf{M}$ – множество частных офлайн-метрик; $\mathbf{P}$ – множество бизнес-приоритетов; A^* – выбранный алгоритм; O^* – выбранная конфигурация его гиперпараметров.

На первом этапе внутреннего контура осуществляется сбор частных офлайн-метрик, характеризующих различные стороны работы рекомендательного алгоритма. Речь идёт не об одном локальном показателе, а о совокупности характеристик, отражающих как качество формируемых рекомендаций, так и ресурсные особенности функционирования модели. Далее метрики нормализуются и приводятся к сопоставимому виду, поскольку исходные показатели имеют различную размерность, измеряются в разных единицах и могут различаться по направленности предпочтения.

После нормализации частные метрики объединяются в укрупнённые субиндексы, отражающие основные аспекты качества рекомендательного алгоритма. В рассматриваемой постановке 13 частных показателей агрегируются в четыре субиндекса второго уровня: «Ресурсы», «Точность», «Ранжирование» и «Разнообразие». Веса частных показателей и субиндексов используются для отражения их различной значимости в интегральной оценке рекомендательного алгоритма. В рамках предлагаемого подхода итоговые веса формируются на основе сочетания объективной и экспертной составляющих.

Объективные веса рассчитываются по данным и отражают информативность показателей при сравнении алгоритмов. Экспертные веса задаются с учетом бизнес-приоритетов цифровой платформы, например, необходимости повысить точность рекомендаций, снизить вычислительные затраты, улучшить ранжирование или увеличить разнообразие выдачи.

Гибридный вес показателя определяется по формуле (2):

$$w_j = K_{\text{эксперт}} w_j^{\text{эксперт}} + (1 - K_{\text{эксперт}}) w_j^{\text{объект}}, \quad (2)$$

где w_j – итоговый вес j -го показателя; $w_j^{\text{эксперт}}$ – экспертный вес показателя; $w_j^{\text{объект}}$ – объективный вес показателя; $K_{\text{эксперт}}$ – коэффициент доверия к экспертной оценке.

Аналогично определяется вес субиндекса (3):

$$W_g = K_{\text{эксперт}} W_g^{\text{эксперт}} + (1 - K_{\text{эксперт}}) W_g^{\text{объект}}, \quad (3)$$

где W_g – итоговый вес g -го субиндекса; $W_g^{\text{эксперт}}$ – экспертный вес субиндекса; $W_g^{\text{объект}}$ – объективный вес субиндекса; $K_{\text{эксперт}}$ – коэффициент доверия к экспертной оценке.

Обобщенная формула расчета интегрального показателя (4):

$$I = \sum_{g=1}^G W_g \left(\sum_{j \in \mathbf{M}_g} w_{jg} r_{ij} \right), \quad (4)$$

где I – интегральный показатель качества рекомендательного алгоритма; G – множество групп показателей, т.е. количество субиндексов; M_g – множество частных метрик, входящих в g -й субиндекс; r_{ij} – нормализованное значение j -й частной метрики для i -го алгоритма; w_{jg} – вес j -й метрики внутри g -го субиндекса; W_g – вес g -го субиндекса в общей интегральной оценке.

Полученный интегральный критерий (рис. 2) используется для сравнения и ранжирования альтернативных алгоритмов, снижая неоднозначность выбора в условиях конфликта метрик и создавая более устойчивое основание для предварительного управленческого решения. Кроме того, он может применяться как целевая функция при оптимизации гиперпараметров [14], что позволяет настраивать модель с учётом нескольких аспектов качества одновременно, а не ориентироваться на одну частную метрику. Тем самым внутренний контур выполняет функцию многокритериального аналитического отбора и настройки решений, пригодных для последующей бизнес-валидации.

Практическая применимость объединённой концепции определяется возможностью интерпретировать результаты офлайн-оценки не только в вычислительной, но и в управленческой логике. Если интегральный критерий и его субиндексы рассматривать лишь как технические показатели, их использование будет ограничено внутренним анализом алгоритмов.

Субиндекс «Ресурсы» отражает эксплуатационную стоимость алгоритма, его масштабируемость и пригодность к использованию в рамках имеющейся цифровой инфраструктуры. Субиндекс «Точность» характеризует степень соответствия рекомендаций интересам пользователя и, следовательно, способность системы обеспечивать персонализацию клиентского предложения. Субиндекс «Ранжирование» описывает качество распределения объектов в выдаче, определяя, насколько эффективно система направляет пользовательское внимание к наиболее значимым предложениям. Субиндекс «Разнообразие» связан с широтой представления ассортимента, снижением однотипности выдачи и поддержанием долгосрочного интереса пользователя к платформе.

Тем самым совместное рассмотрение четырёх субиндексов позволяет анализировать рекомендательную систему не только как вычислительный механизм, но и как управляемый элемент бизнеса. Это делает интегральную оценку интерпретируемой для субъекта управления и позволяет использовать её как инструмент предварительного выбора и настройки алгоритмов в соответствии с организационными целями и ограничениями компании.

Учет приоритетов бизнеса в выборе и оптимизации алгоритмов рекомендаций

Важной особенностью объединённой двухконтурной концепции является возможность адаптации процедуры выбора и настройки рекомендательных алгоритмов к целям и ограничениям конкретной организации. В реальной практике бизнеса в цифровой среде универсального критерия качества, одинаково применимого для всех компаний и всех сценариев использования, не существует. Требования к рекомендательной системе зависят от особенностей платформы, структуры ассортимента, поведения пользователей, доступной вычислительной инфраструктуры и текущих управленческих задач. Вследствие этого одна и та же модель может по-разному оцениваться в зависимости от организационного контекста её применения.

В предлагаемой концепции учёт таких различий обеспечивается через систему весов, используемую при формировании интегрального критерия. Именно веса позволяют отразить относительную значимость отдельных аспектов оценки и тем самым согласовать процедуру сравнения алгоритмов с приоритетами бизнеса.

В результате интегральная оценка выступает не как фиксированный вычислительный показатель, а как настраиваемый критерий выбора, чувствительный к целям организации. Это переводит задачу отбора алгоритма из плоскости формального сравнения моделей в плоскость поддержки управленческого решения.

Практическое значение такого подхода состоит в том, что компания получает возможность изменять направление выбора и оптимизации алгоритмов в зависимости от своей текущей стратегии.

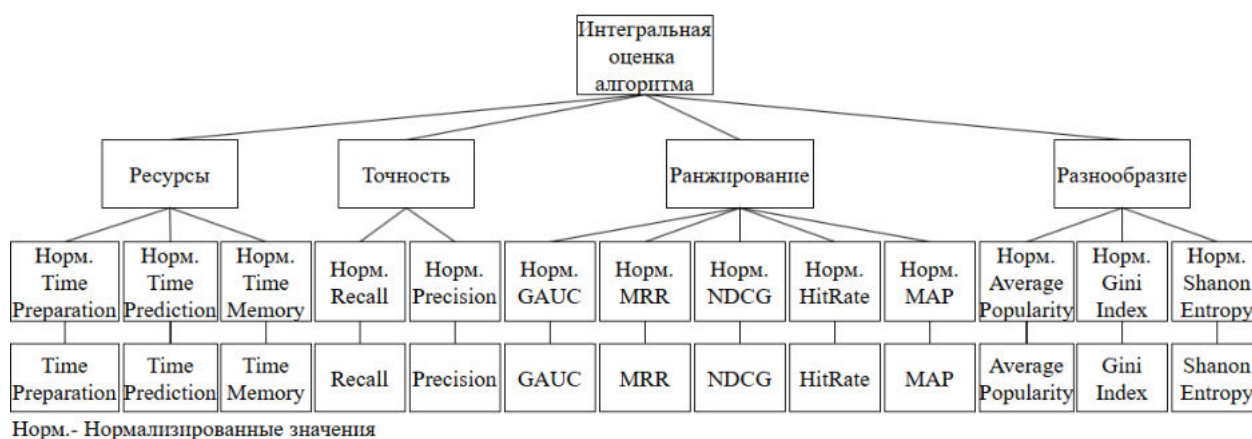


Рис. 2. Функциональная сеть вычисления интегрального показателя [12]

При изменении организационных приоритетов меняется и конфигурация интегрального критерия, а значит, и итоговое ранжирование алгоритмов. Благодаря этому одна и та же методика может использоваться в различных бизнес-сценариях без изменения общей логики оценки, но с корректировкой параметров под конкретную задачу.

Особенно важен данный механизм на этапе оптимизации гиперпараметров. Настройка алгоритмов может выполняться как по общей интегральной оценке, так и по одному доминирующему субиндексу. В первом случае достигается более сбалансированное улучшение характеристик модели. Во втором случае оптимизация подчиняется приоритетному направлению, однако остальные аспекты качества сохраняются в структуре оценки за счёт ненулевых весов. Это позволяет реализовать не только режим общего повышения качества, но и режим целенаправленной адаптации рекомендательной системы к конкретной управленческой задаче.

Учёт приоритетов бизнеса в рамках объединённой концепции означает, что интегральный критерий используется как инструмент управляемого выбора и настройки рекомендательных алгоритмов. Его функция состоит не только в агрегировании множества метрик, но и в формализации организационных целей, в соответствии с которыми осуществляется предварительный отбор и оптимизация решений для цифровой платформы.

Интегральная оценка в рамках объединённой двухконтурной концепции рассматривается не как самостоятельный итог вычислений, а как основание для предварительного управленческого решения о выборе и настройке рекомендательного алгоритма. Она используется для сравнения альтернативных моделей и их ранжирования по степени соответствия совокупности критериев, значимых для конкретной организационной ситуации, что придаёт процедуре выбора более формализованный характер.

Кроме того, интегральная оценка может служить основанием для более сложных решений, в том числе для выбора ансамблевых или комбинированных конфигураций, если отдельные алгоритмы демонстрируют преимущества по разным направлениям оценки. Поскольку критерий представляет собой настраиваемую многокритериальную конструкцию, он допускает корректировку по мере изменения задач бизнеса, организационных условий и стратегии платформы. Благодаря этому интегральная оценка может использоваться не только как инструмент разового выбора, но и как средство последовательного сопровождения управленческих решений в процессе развития цифрового сервиса.

Внешний контур: бизнес-валидация

Внешний контур концепции предназначен для проверки того, подтверждается ли предварительный аналитический выбор рекомендательного алгоритма в реальных условиях функционирования цифровой платформы. Необходимость данного этапа обусловлена тем, что внутренняя офлайн-оценка остаётся

ограниченной рамками исторических данных и не позволяет в полной мере судить о фактическом влиянии алгоритма на поведение пользователей и результаты бизнеса. Поэтому внешний контур выполняет функцию практической валидации предварительно выбранного решения после его внедрения или тестового запуска в реальной среде. Если внутренний контур отвечает на вопрос о том, какой алгоритм является предпочтительным по совокупности измеряемых офлайн-характеристик, то внешний контур отвечает на вопрос о том, приводит ли этот выбор к желаемому прикладному эффекту в реальном бизнесе. Тем самым он завершает цикл оценки и переводит результат аналитического отбора в плоскость проверки его фактической управленческой состоятельности.

В качестве показателей внешнего контура рассматриваются онлайн-метрики, отражающие фактический пользовательский и экономический отклик на работу рекомендательной системы. Основными метриками могут выступать CTR, CVR и GMV, которые позволяют оценивать влияние рекомендательных алгоритмов уже не только на качество выдачи как таковой, а на реальные бизнес-показатели цифровой платформы. В отличие от офлайн-метрик, данные показатели фиксируют результат функционирования алгоритма в среде реального взаимодействия пользователей с сервисом и потому обладают прямой прикладной значимостью для компании.

Практически внешний контур реализован через тестовую эксплуатацию алгоритма, сравнение нескольких альтернатив в рабочей среде и процедуры А/В-тестирования [15, 16]. На этом этапе организация получает возможность сопоставить не только внутренние оценки качества моделей, но и их реальный вклад в достижение целевых показателей платформы.

Постановка задачи определения результата бизнес-валидации и итогового управленческого решения представлена в виде следующего кортежа (5):

$$K_{\text{внеш}} = \langle A^*, O^*, T, Z | V, D \rangle, \quad (5)$$

где T – множество процедур тестовой эксплуатации или А/В-тестирования; Z – множество онлайн-метрик пользовательского и экономического отклика; V – результат бизнес-валидации; D – итоговое управленческое решение.

В качестве основного набора онлайн-показателей внешнего контура в данной постановке рассматриваются (6)

$$Z = \{CTR, CVR, GMV\}, \quad (6)$$

где CTR характеризует кликабельность рекомендательной выдачи, CVR – способность рекомендаций приводить к целевому действию, а GMV – экономический результат взаимодействия пользователей с платформой. При необходимости данный набор может быть дополнен другими показателями, например, средним чеком, глубиной просмотра или долей повторных взаимодействий.

Для каждой онлайн-метрики рассчитывается относительное изменение по сравнению с базовым алгоритмом (7)

$$\Delta z_k = \frac{z_k^{\text{новый}} - z_k^{\text{базовый}}}{z_k^{\text{базовый}}}, \quad (7)$$

где Δz_k – относительное изменение показателя; $z_k^{\text{новый}}$ – значение k -й онлайн-метрики при использовании выбранного алгоритма; $z_k^{\text{базовый}}$ – значение той же метрики для базового решения.

Для получения обобщенной оценки бизнес-эффекта использована агрегированная величина (8)

$$B = \sum_{k=1}^K q_k \Delta z'_k, \quad (8)$$

где B – интегральная оценка бизнес-эффекта во внешнем контуре; K – множество онлайн-метрик; q_k – вес k -й бизнес-метрики, отражающий ее значимость для цифровой платформы; $\Delta z'_k \in [-1; 1]$ – нормированное относительное изменение показателя.

Результаты внешнего контура используются для принятия итогового управленческого решения о целесообразности внедрения выбранного рекомендательного алгоритма. Для этого агрегированная оценка бизнес-эффекта B сопоставляется с пороговым значением y , которое заранее задается организацией с учетом целей эксперимента, допустимого уровня риска и минимально приемлемого прироста онлайн-показателей.

Правило принятия решения представлено в таблице.

В результате именно внешний контур позволяет либо подтвердить корректность предварительного управленческого выбора, либо выявить необходимость его пересмотра.

Правила принятия решений

Условие	Интерпретация результата бизнес-валидации	Управленческое решение
$B \geq y$	Выбранный алгоритм обеспечивает достаточное улучшение совокупности онлайн-показателей относительно базового решения	Алгоритм принимается к внедрению или масштабированию на цифровой платформе
$0 \leq B < y$	Эффект является положительным, но недостаточным для уверенного принятия решения. Улучшение онлайн-показателей есть, однако оно не достигает порога значимости	Требуется дополнительное тестирование, увеличение объема выборки, продление эксперимента или уточнение параметров алгоритма
$B < 0$	Бизнес-эффект не подтвержден. Совокупное изменение показателей является отрицательным – ухудшение результата по сравнению с базовым решением	Необходимо скорректировать бизнес-приоритеты, веса показателей или гиперпараметры и вернуться во внутренний контур оценки

Заключение

В статье предложена объединённая двухконтурная концепция выбора и оптимизации рекомендательных алгоритмов, ориентированная на использование в задачах поддержки управленческих решений

в бизнесе. Показано, что выбор алгоритма не может быть обоснован на основе одной локальной метрики, поскольку качество рекомендательной системы носит многокритериальный характер и связано с необходимостью одновременного учёта точности, ранжирования, разнообразия и ресурсных ограничений.

Обосновано, что внутренний контур концепции должен обеспечивать предварительный аналитический выбор и настройку алгоритмов на основе интегрального офлайн-критерия, тогда как внешний контур должен выполнять функцию последующей бизнес-валидации по онлайн-показателям фактического пользовательского и экономического отклика. Такая постановка позволяет использовать офлайн-метрики как измеряемое ядро предварительного выбора, не подменяя ими прямые бизнес-метрики.

Практическая значимость предложенного подхода состоит в том, что интегральная оценка может применяться как для сравнения альтернативных алгоритмов, так и для оптимизации их гиперпараметров, обеспечивая более согласованный и обоснованный выбор решений в зависимости от целей и ограничений цифровой платформы. Тем самым рекомендательная система рассматривается не как изолированный вычислительный модуль, а как управляемый элемент организационного механизма компании.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России; проект FEWM-2026–0011.

Литература

1. Cheng H. Wide & deep learning for recommender systems / H. Cheng, L. Koc, J. Harmsen [et al.] // Proceedings of the 1st Workshop on Deep Learning for Recommender Systems. – Boston, MA, USA: ACM, 2016. – P. 7–10.
2. Ghanem N. Balancing consumer and business value of recommender systems: a simulation-based analysis / N. Ghanem, S. Leitner, D. Jannach // Electronic Commerce Research and Applications. – 2022. – Vol. 55. – P. 101195. DOI: 10.1016/j.elerap.2022.101195.
3. De Biasio A. Economic recommender systems – a systematic review / A. De Biasio, N. Navarin, D. Jannach // Electronic Commerce Research and Applications. – 2024. – Vol. 63. – P. 101352. DOI: 10.1016/j.elerap.2023.101352.
4. Adomavicius G. Toward the next generation of recommender systems: a survey of the state-of-the-art and possible extensions / G. Adomavicius, A. Tuzhilin // IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering. – 2005. – Vol. 17, No. 6. – P. 734–749. DOI: 10.1109/TKDE.2005.99.
5. Gomez-Urbe C.A. The Netflix recommender system: algorithms, business value, and innovation / C.A. Gomez-Urbe, N. Hunt // ACM Transactions on Management Information Systems. – 2015. – Vol. 6, No. 4. – P. 1–19.
6. Zangerle E. Evaluating recommender systems: survey and framework / E. Zangerle, C. Bauer // ACM Computing Surveys. – 2022. – Vol. 55, No. 8. – P. 1–38. DOI: 10.1145/3556536.
7. Gunawardana A. Evaluating recommender systems / A. Gunawardana, G. Shani, S. Yogev // Recommender Systems Handbook. – 3rd ed. – New York: Springer US, 2022. – P. 547–601. DOI: 10.1007/978-1-0716-2197-4_15.
8. Zheng Y. A survey of recommender systems with multi-objective optimization / Y. Zheng, D. Wang // Neurocomputing. – 2022. – Vol. 474. – P. 141–153. DOI: 10.1016/j.neucom.2021.11.041.

9. Jannach D. A survey on multi-objective recommender systems / D. Jannach, H. Abdollahpouri // *Frontiers in Big Data*. – 2023. – Vol. 6. – P. 1157899. DOI: 10.3389/fdata.2023.1157899.

10. Jannach D. Measuring the business value of recommender systems / D. Jannach, M. Jugovac // *ACM Transactions on Management Information Systems*. – 2019. – Vol. 10, No. 4. – Art. 16. – P. 1–23. DOI: 10.1145/3370082.

11. Castells P. Offline recommender system evaluation: challenges and new directions / P. Castells, A. Moffat // *AI Magazine*. – 2022. – Vol. 43, No. 2. – P. 225–238. DOI: 10.1002/aaai.12051.

12. Кульшин Р.С. Обобщенная метрика оценки эффективности алгоритмов рекомендательных систем на основе энтропийного метода / Р.С. Кульшин, А.А. Сидоров // *Проблемы управления*. – 2024. – № 4. – С. 44–60. DOI: 10.25728/pu.2024.4.4.

13. Gilotte A. Offline A/B testing for recommender systems / A. Gilotte, C. Calauzènes, T. Nedelec et al. // *Proceedings of the Eleventh ACM International Conference on Web Search and Data Mining*. – Marina Del Rey, USA: ACM, 2018. – P. 198–206.

14. Кульшин Р.С. Оптимизация гиперпараметров рекомендательных алгоритмов посредством обобщенной метрики оценивания / Р.С. Кульшин, А.А. Сидоров // *Программная инженерия*. – 2026. – Т. 17, № 2. – С. 67–82. DOI: 10.17587/prin.17.67-82.

15. Quin F. A/B testing: a systematic literature review / F. Quin, D. Weyns, M. Galster, C.C. Silva // *Journal of Systems and Software*. – 2024. – Vol. 211. – Art. 112011. DOI: 10.1016/j.jss.2024.112011.

16. Jeunen O. Powerful A/B-testing metrics and where to find them / O. Jeunen, S. Baweja, N. Pokharna, A. Ustimenko // *Proceedings of the 18th ACM Conference on Recommender Systems*. – New York: ACM, 2024. – P. 816–818. DOI: 10.1145/3640457.3688036.

Кульшин Роман Сергеевич

Аспирант, ст. преподаватель каф. автоматизации обработки информации (АОИ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-6891-1869
Тел.: +7-923-721-35-98
Эл. почта: roman.s.kulshin@tusur.ru

Сидоров Анатолий Анатольевич

Канд. эконом. наук, зав. каф. АОИ ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-9236-3639
Тел.: +7 (382-2) 41-41-31
Эл. почта: anatolii.a.sidorov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 14.04.2026.

Принята к публикации: 22.05.2026.

Kulshin R.S., Sidorov A.A.

A Dual-Loop Framework for Selecting and Optimizing Recommendation Algorithms for Business in a Digital Environment

Relevance. The development of digital platforms reinforces the importance of recommendation algorithms as a tool for managing user choice, personalizing offers, and supporting company

business processes. **Purpose of the study** is to develop a dual-loop framework for selecting and optimizing recommendation algorithms for business in a digital environment, ensuring the alignment of the technical evaluation of algorithms with subsequent verification of their practical effectiveness. **Methods.** The study employs comparative analysis methods, multi-criteria evaluation, modeling of the algorithm selection procedure, the adjustment of particular indicators into an integral criterion, as well as a conceptual description of the business validation of recommendation solutions. **Novelty.** The dual-loop framework of selecting and optimizing recommendation algorithms is proposed, which is characterized by dividing the evaluation procedure into an internal loop of a multi-criteria offline analysis and an external loop of verifying the selected solution based on online indicators of user and economic response. **Results.** It is shown that the choice of a recommendation algorithm should not be based on a single local metric, since the quality of recommendations is determined by a set of multidirectional characteristics. The role of the integral criterion as the basis for preliminary comparison, ranking and tuning of algorithms before their implementation in the real digital environment is substantiated. **Practical significance.** The proposed approach can be applied by digital platforms, online stores, media services and other companies to make an informed choice of recommendation algorithms, adjust their hyperparameters and then check the impact of recommendations on user behavior and business results.

Keywords: recommendation systems, digital business environment, management decisions, multi-criteria assessment; integral indicator.

Funding. The work was carried out within the framework of the state assignment of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation; project FEWM-2026-0011.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-152-159

References

1. Cheng H., Koc L., Harmsen J. Wide & deep learning for recommender systems. *Proceedings of the 1st Workshop on Deep Learning for Recommender Systems*, Boston, MA, USA, ACM, 2016, pp. 7–10.
2. Ghanem N., Leitner S., Jannach D. Balancing consumer and business value of recommender systems: a simulation-based analysis. *Electronic Commerce Research and Applications*, 2022, vol. 55, pp. 101195. DOI: 10.1016/j.elerap.2022.101195.
3. De Biasio A., Navarin N., Jannach D. Economic recommender systems – a systematic review. *Electronic Commerce Research and Applications*, 2024, vol. 63, pp. 101352. DOI: 10.1016/j.elerap.2023.101352.
4. Adomavicius G., Tuzhilin A. Toward the next generation of recommender systems: a survey of the state-of-the-art and possible extensions. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 2005, vol. 17, no. 6, pp. 734–749. DOI: 10.1109/TKDE.2005.99.
5. Gomez-Urbe C.A., Hunt N. The Netflix recommender system: algorithms, business value, and innovation. *ACM Transactions on Management Information Systems*, 2015, vol. 6, no. 4, pp. 1–19.
6. Zangerle E., Bauer C. Evaluating recommender systems: survey and framework. *ACM Computing Surveys*, 2022, vol. 55, no. 8, pp. 1–38. DOI: 10.1145/3556536.
7. Gunawardana A., Shani G., Yorgev S. Evaluating recommender systems. *Recommender Systems Handbook*, 2022, pp. 547–601. DOI: 10.1007/978-1-0716-2197-4_15.
8. Zheng Y., Wang D. A survey of recommender systems with multi-objective optimization. *Neurocomputing*, 2022, vol. 474, pp. 141–153. DOI: 10.1016/j.neucom.2021.11.041.

9. Jannach D., Abdollahpouri H. A survey on multi-objective recommender systems. *Frontiers in Big Data*, 2023, vol. 6, pp. 1157899. DOI: 10.3389/fdata.2023.1157899.

10. Jannach D., Jugovac M. Measuring the business value of recommender systems. *ACM Transactions on Management Information Systems*, 2019, vol. 10, no. 4, p. 1–23. DOI: 10.1145/3370082.

11. Castells P., Moffat A. Offline recommender system evaluation: challenges and new directions. *AI Magazine*, 2022, vol. 43, no. 2, pp. 225–238. DOI: 10.1002/aaai.12051.

12. Kulshin R.S., Sidorov A.A. An Entropy-Based Composite Indicator for Evaluating the Effectiveness of Recommender System Algorithms. *Control Sciences*, 2024, vol. 4, pp. 37–51. DOI: 10.25728/cs.2024.4.4.

13. Gilotte A., Calauzènes C., Nedelec T. Offline A/B testing for recommender systems. Proceedings of the Eleventh ACM International Conference on Web Search and Data Mining, Marina Del Rey, USA, ACM, 2018, pp. 198–206.

14. Kulshin R.S., Sidorov A.A. [Optimization of hyperparameters of recommendation algorithms through a single evaluation metric]. *Software Engineering*, 2026, vol. 17, no. 2, pp. 67–82, DOI: 10.17587/prin.17.67-82 (in Russ.).

15. Quin F., Weyns D., Galster M., Silva C. A/B testing: a systematic literature review. *Journal of Systems and Software*, 2024, vol. 211, pp. 112011, DOI: 10.1016/j.jss.2024.112011.

16. Jeunen O., Baweja S., Pokharna N., Ustimenko A. Powerful A/B-testing metrics and where to find them. Proceedings of the 18th ACM Conference on Recommender Systems,

New York, ACM, 2024, pp. 816–818, DOI: 10.1145/3640457.3688036.

Roman S. Kulshin

Postgraduate student, Senior Lecturer,
Department of Data Processing Automation,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-6891-1869
Phone: +7-923-721-35-98
Email: roman.s.kulshin@tusur.ru

Anatoly A. Sidorov

Candidate of economic sciences, Head,
Department of Data Processing Automation, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-9236-3639
Phone: +7 (382-2) 41-41-31
Email: anatalii.a.sidorov@tusur.ru

Received: 14.04.2026.

Accepted: 22.05.2026.

УДК 004.8:336.71

Шифр специальности ВАК: 2.3.1

3.Х. Аскеров

Экспериментальная оценка самообучающейся рекомендательной системы для банковского сектора

Актуальность. В банковском секторе персонализированные рекомендации должны быть точными, устойчивыми к изменению поведения клиентов и безопасными с учетом финансовых рисков. Особую значимость имеет проверка таких систем в условиях макроэкономических шоков, когда стандартные модели быстро теряют качество. **Цель исследования.** Оценить эффективность прототипа самообучающейся рекомендательной системы для банковских продуктов, объединяющей обучение с подкреплением, учет макроэкономического контекста и фильтрацию аномальных событий. **Методы.** Применены экспериментальное моделирование, сравнительный анализ с базовыми алгоритмами, кластеризация клиентов методом k-средних, глубокое Q-обучение, лес изоляции для выявления аномалий, а также статистическая оценка метрик P@5, NDCG@5, конверсии, F1-меры и задержки формирования рекомендаций. **Научная новизна.** Предложен комплексный подход к построению банковской рекомендательной системы, в котором адаптивная политика рекомендаций дополнена механизмами учета макроэкономических режимов и предварительного выявления аномалий. **Результаты.** В рамках синтетического эксперимента показано, что разработанный прототип превосходит базовые модели: P@5 составила 0,623, NDCG@5 – 0,712, конверсия в стабильном режиме достигла 82%, а снижение эффективности в кризисном режиме ограничилось 7%. Модуль аномалий обеспечил F1-меру не ниже 0,86, средняя задержка рекомендации составила 23 мс. **Практическая значимость.** Результаты могут быть использованы при проектировании банковских систем персонализации, выборе архитектуры рекомендательных сервисов, оценке их устойчивости и внедрении механизмов риск-контроля в цифровые каналы обслуживания клиентов.

Ключевые слова: рекомендательные системы, глубокое обучение с подкреплением, банковский сектор, персонализация, макроэкономические сценарии, детекция аномалий, метрики качества.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-160-165

Введение

Экспериментальная проверка персонализированных рекомендательных систем (РС) в банковском секторе критична из-за высокой стоимости ошибок и ограниченных возможностей онлайн-экспериментов. Помимо стандартной задачи ранжирования продуктовых предложений, система должна учитывать риски (мошенничество, кредитные риски), регуляторные ограничения и нестационарность поведения клиентов, усиливающуюся в периоды макроэкономической турбулентности. Поэтому при оценке банковских РС недостаточно измерить только точность: требуется анализ устойчивости к смене режима «рост/кризис», влияние модуля аномалий и измерение задержек формирования рекомендаций в режиме реального времени.

В современных исследованиях банковских рекомендаций активно используются гибридные модели [1, 2]. Отдельно рассматриваются обзоры и промышленные конвейеры персонализации финансовых сервисов [3, 4]. Вместе с тем значительная часть публикаций предполагает стационарность данных и не рассматривает поведение системы при резкой смене макроэкономических условий. Обучение с подкреплением является перспективным инструментом, поскольку позволяет оптимизировать долгосрочные показатели (например, удержание и пожизненная ценность клиента (Life Time Value, LTV)) и корректировать стратегию по мере накопления новых откликов, однако требует корректной постановки среды, функции вознаграждения и протокола оценки [5, 6]. Базо-

вые архитектуры глубокого Q-обучения и дуэльных сетей используются как алгоритмическая основа [7, 8]. В отечественных работах дополнительно рассматриваются общие постановки РС и контекстная персонализация [9, 10]. Гибридные рекомендательные модели для банковских продуктов и выявление подозрительных банковских транзакций представлены в работах [11, 12].

Для обоснования протокола экспериментов использованы публикации по банковским рекомендательным системам и персонализации финансовых сервисов [1, 2]. Обзоры и промышленные подходы к персонализации банковских продуктов учтены по работам [3, 4]. Отечественный гибридный подход рассмотрен отдельно [11]. Классические методы коллаборативной фильтрации и оптимизации ранжирования (матричная факторизация, байесовская персонализированная ранжировка (Bayesian Personalized Ranking, BPR)) использованы по работам [13, 14], а метрики качества ранжирования (CG/DCG/NDCG) – по [15]. Модели выявления подозрительных банковских операций учтены по работе [12]. Лес изоляции и его расширение рассмотрены по работам [16, 17]. Обзорные работы по обнаружению аномалий и финансового мошенничества использованы как обобщающая база [18, 19]. Для дрейфа данных использованы работы об адаптивных окнах и концептуальном дрейфе [20, 21]. Онлайн-обучение и потоковая обработка учтены по работам [22, 23], непрерывное обучение – по обзору [24]. Методы корректировки оценок на данных, собранных иной стратегией, при

рекомендациях на основе обучения с подкреплением приведены по работе [6]. Аналитические отчёты о применении методов машинного обучения в финансовых организациях и устойчивости операционных процессов использованы по источнику [25], а выявление смены режима на финансовых временных рядах – по работе [26].

Цель работы – реализовать прототип самообучающейся рекомендательной системы для банка и провести экспериментальную оценку её эффективности в сравнении с базовыми подходами. Проверяются гипотезы:

- 1) интеграция обучения с подкреплением повышает качество ранжирования продуктов относительно классических методов;
- 2) учёт аномалий повышает устойчивость и безопасность рекомендаций;
- 3) включение макроэкономических сценариев и механизма адаптации уменьшает просадку качества в кризисном режиме.

Задачи эксперимента:

- 1) реализовать модули сегментации, выявления аномалий и обучения с подкреплением в едином прототипе;
- 2) подготовить обучающий и тестовый наборы с отдельным кризисным интервалом;
- 3) определить метрики качества рекомендаций и выявления аномалий;
- 4) сравнить решение с базовыми моделями;
- 5) оценить устойчивость к смене режима и быстрое действие.

Формально задача экспериментальной проверки задаётся кортежем $Z = \langle C, P, T, E, S, A, G, f_{\text{аном}}, \pi, M \rangle$, где C – множество клиентов, P – каталог банковских продуктов, T – история транзакций, E – макроэкономический сценарий, S – пространство состояний клиента, A – множество допустимых действий рекомендательного агента, G – процедура генерации синтети-

ческих данных, $f_{\text{аном}}$ – функция оценки аномальности, π – рекомендательная политика, M – набор метрик качества. Требуется найти политику π^* , максимизирующую качество ранжирования и конверсию при ограничении уровня риска и времени формирования рекомендации.

Метод решения и допущения

Реализация прототипа. Система реализована в виде модульного программного комплекса на языке Python. Рекомендательный агент обучается с использованием нейросетевой реализации алгоритма глубокого Q-обучения (DQN); для повышения стабильности применяются буфер воспроизведения опыта и целевая сеть. Модуль выявления аномалий реализует лес изоляции [16, 17] для потоковой фильтрации и дополнительный блок контроля частоты операций (частотные аномалии). Схема взаимодействия компонентов прототипа приведена на рис. 1.

Эксперименты проведены на синтетическом наборе данных, имитирующем поведение розничных клиентов. Он включает 5 000 профилей клиентов и более 100 000 транзакций за период 2020–2025 гг. Процедура генерации включала формирование пяти типов клиентов, моделирование транзакций по категориям расходов с учётом сезонности, создание вкладов и инвестиционных позиций, задание макроэкономических режимов и внедрение контрольных аномальных событий. В тестовом периоде моделируется смена режима: после стабильного интервала вводится кризисный шок (изменение ставки, рост волатильности, перераспределение спроса на продукты), что приводит к изменению паттернов поведения клиентов. Обучение агента выполняется на данных до кризиса; в тесте проверяется способность сохранять качество при изменении условий за счёт встроенного механизма адаптации. Блок-схема обнаружения дрейфа и переключения режима адаптации показана на рис. 2.

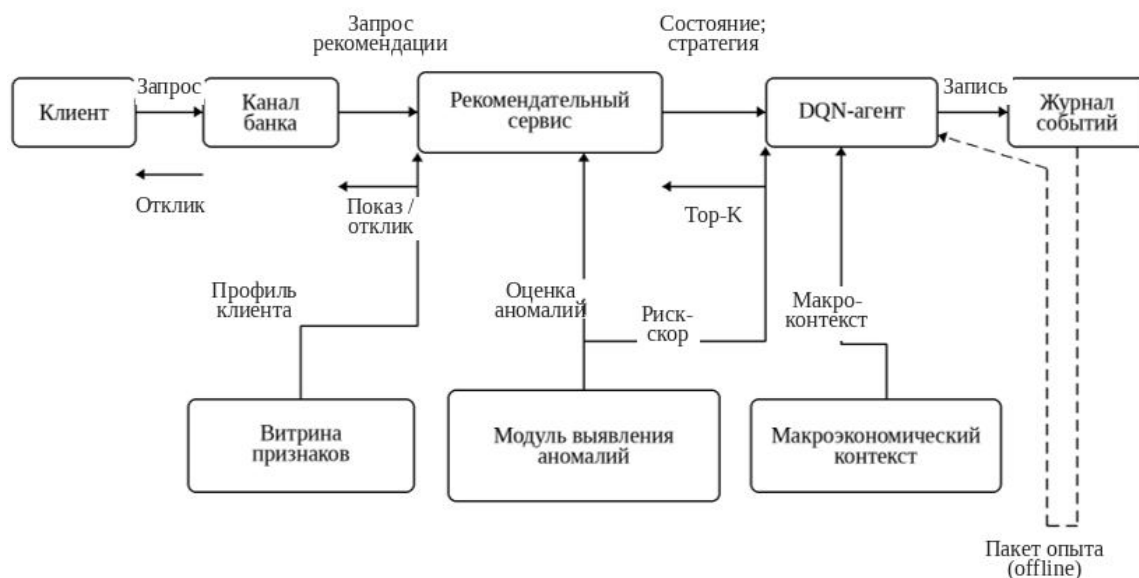


Рис. 1. Схема контура взаимодействия компонентов прототипа самообучающейся рекомендательной системы (формирование рекомендаций и накопление откликов)



Рис. 2. Блок-схема алгоритма мониторинга дрейфа и адаптации рекомендательной политики

В блок-схеме использована общепринятая нотация: прямоугольники обозначают вычислительные операции, ромбы – условия ветвления, терминаторы – начало и завершение процедуры.

Синтетический набор данных используется как воспроизводимый экспериментальный стенд. Он не заменяет проверку на обезличенных реальных банковских логах, поэтому далее количественные результаты трактуются как первичная оценка алгоритмов, а не как доказательство промышленного превосходства разработанной системы.

Метрики качества рекомендаций. Для оценки ранжирования используются метрики точности в первых K позиций ($P@K$) и нормированной дисконтированной кумулятивной прибыли ($NDCG@K$) как стандартные метрики ранжирования рекомендаций. $P@K$ рассчитывается по формуле (1), $DCG@K$ – по формуле (2), $NDCG@K$ – по формуле (3). Для оценки модуля выявления аномалий используются точность, полнота и F1-мера; F1 рассчитывается по формуле (4). Дополнительно фиксируется бизнес-метрика конверсии (доля успешных рекомендаций) и относительная просадка качества в кризисном режиме. Метрики $DCG/NDCG$ применяются в соответствии с классической постановкой оценки ранжирования [15].

Базовые модели для сравнения. Рассмотрены следующие базовые подходы: 1) статическая система на правилах, сопоставляющая сегментам клиентов фиксированные предложения; 2) коллаборативная фильтрация (матричная факторизация) без учёта макроконтекста; 3) контентная модель, ранжирующая

продукты по сходству признаков; 4) агент обучения с подкреплением без учёта аномалий и макроадаптации (исследование исключения компонент) для оценки вклада соответствующих модулей. Для коллаборативной фильтрации используются стандартные постановки матричной факторизации и BPR [13, 14].

Формулы (1)–(4), на которые даны ссылки в описании метрик, приведены ниже.

$$P@K = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K rel_i, \quad (1)$$

$$DCG@K = \sum_{i=1}^K \frac{2^{rel_i} - 1}{\log_2(i+1)}, \quad (2)$$

$$NDCG@K = \frac{DCG@K}{IDCG@K}, \quad (3)$$

$$F1 = \frac{2PR}{P+R}. \quad (4)$$

Таблица 1

Набор данных и сценарии экспериментов	
Показатель	Значение
Число клиентов	5 000 профилей
Объем транзакций	100 000+ записей
Период	2020–2025 гг.
Сценарии	Рост (стабильный режим) и кризис (макрошок в тесте)

Результаты

Сегментация клиентов. На признаковом описании поведения методом k -средних выделено 5 устойчивых кластеров клиентов. Кластеры интерпретируются как «консервативные вкладчики», «активные инвесторы», «зарплатные клиенты», «кредито-ориентированные» и «высоочастотные транзакционные клиенты». В экспериментах принадлежность к кластеру добавляется в состояние агента и повышает персонализацию стратегии.

Обучение агента и выбор архитектуры. Сравнились три варианта алгоритма глубокого Q-обучения: базовая архитектура DQN, дуэльная архитектура DQN и дуэльная архитектура DQN с параметрическим шумом [27] для исследования. По итоговой средней награде и скорости сходимости лучшим оказался вариант с параметрическим шумом, достигающий стабилизации на уровне около 160 условных единиц награды к 500–600-му эпизоду обучения.

Качество рекомендаций и сравнение с базовыми моделями. Итоговые показатели качества приведены в табл. 2. На синтетическом тестовом наборе предложенная система демонстрирует $P@5 = 0,623$ и $NDCG@5 = 0,712$, что соответствует приросту 27 и 33% относительно коллаборативной фильтрации. Конверсия в стабильном режиме достигает 82%. Сравнение с базовыми моделями представлено в табл. 2.

Устойчивость в кризисном режиме. При переходе в кризис доля успешных рекомендаций снижается с 82 до 78% (просадка 7% относительно базового уровня), тогда как система на правилах теряет до 31% эффективности. Для коллаборативной фильтрации

характерна просадка порядка 15–20%. Результаты по режимам представлены в табл. 3.

Эффективность выявления аномалий. Модуль аномалий обеспечивает высокий уровень качества на встроенных аномалиях: средняя F1-мера не ниже 0,86, а для типовых мошеннических паттернов (серии переводов и нетипичные суммы) достигает 0,90–0,95 (табл. 4). Включение фильтра аномалий повышает стабильность обучения агента и улучшает P@5 примерно на 0,05 относительно варианта без фильтра (см. табл. 2).

Производительность. Среднее время формирования рекомендации в прототипе составляет 23 мс, 95-й перцентиль – 45 мс (табл. 5). Пропускная способность потоковой обработки транзакций в тесте составляет порядка 8 000 транзакций/с, что соответствует требованиям онлайн-каналов банка.

Таблица 2
Сравнение качества рекомендаций
с базовыми моделями

Модель	P@5	NDCG@5	Конверсия (рост)
Предложенная система (обучение с подкреплением + аномалии + макро)	0,623	0,712	0,82
Обучение с подкреплением без аномалий и макроадаптации	0,550	0,630	0,74
Коллаборативная фильтрация (матричная факторизация/BPR)	0,489	0,534	0,65
Система на правилах	0,400	0,530	0,60
Контентная модель	0,467	0,512	0,62

Таблица 3
Устойчивость моделей при смене макрорежима

Модель	Конверсия (рост)	Конверсия (кризис)	Просадка, %
Предложенная система	0,82	0,78	7
Обучение с подкреплением без макроадаптации	0,74	0,63	15
Коллаборативная фильтрация	0,65	0,52	20
Система на правилах	0,60	0,41	31

Таблица 4
Качество выявления аномалий на тестовых вставках

Тип аномалии	Точность	Полнота	F1
Мошеннические транзакции (встроенные)	0,93	0,92	0,92
Всплески активности (частотные аномалии)	0,95	0,94	0,94
Поведенческие выбросы (смена паттерна)	0,86	0,85	0,86

Таблица 5
Показатели производительности прототипа

Показатель	Значение
Средняя задержка рекомендации	23 мс
95-й перцентиль задержки	45 мс
Пропускная способность потока	≈ 8 000 транзакций/с

Анализ полученных результатов

Полученные результаты показывают, что каждый модуль действительно влияет на итоговое качество системы. Обучение с подкреплением повышает точность ранжирования по сравнению с коллабора-

тивной фильтрацией и системами на правилах, поскольку учитывает состояние клиента и ориентируется не только на разовый отклик, но и на долгосрочный эффект рекомендаций. Модуль выявления аномалий снижает влияние выбросов на обучение и уменьшает риск появления нерелевантных предложений в периоды подозрительной активности. Механизм макроадаптации, в свою очередь, позволяет избежать резкого снижения качества в кризисных условиях, что особенно важно для практического применения системы на волатильном рынке.

Существенным ограничением исследования является использование синтетического набора данных. При его формировании заданы поведенческие типы клиентов, макроэкономические режимы и контрольные аномалии; поэтому нельзя полностью исключить зависимость высоких значений метрик от структуры генератора, заложенных корреляций и параметров стресс-сценария. Валидация на реальных банковских данных в данной работе не проводилась из-за требований конфиденциальности и банковской тайны. Следующим этапом должна стать проверка на обезличенных логах откликов, ретроспективный back-testing и A/B-тестирование с соблюдением требований безопасности и комплаенса.

Выводы

В работе разработан и на синтетическом экспериментальном стенде проверен прототип самообучающейся рекомендательной системы для банковской сферы, который объединяет обучение с подкреплением, выявление аномалий и учет макроэкономических сценариев.

В рамках проведенного синтетического эксперимента система превосходит базовые подходы: значение P@5 составило 0,623, NDCG@5 – 0,712, а конверсия в стабильном режиме достигала 82%. Устойчивость в кризисных условиях также подтвердилась: снижение эффективности не превысило 7%.

Модуль выявления аномалий обеспечил F1 не ниже 0,86, что повысило устойчивость обучения и снизило риск формирования небезопасных или нерелевантных рекомендаций. Время отклика системы составляет несколько десятков миллисекунд, поэтому ее можно использовать в интерактивных цифровых каналах банка.

Литература

1. Gigli A. Recommender systems for banking and financial services / A. Gigli, F. Lillo, D. Regoli // Poster Track of the 11th ACM Conference on Recommender Systems (RecSys 2017). – Como, Italy: CEUR-WS.org, 2017. – P. 315–316.
2. Oyeboode O. A hybrid recommendation system for the financial service sector / O. Oyeboode, R. Orji // Journal of Banking and Financial Technology. – 2020. – Vol. 4. – P. 17–32.
3. Sharaf M. A survey on recommendation systems for financial services / M. Sharaf, E.E.D. Hemdan, A. El-Sayed, N.A. El-Bahnasawy // Multimedia Tools and Applications. – 2022. – Vol. 81, No. 12. – P. 13617–13642.
4. Vaquero-Patricio C. Recommenders in Banking: An End-to-End Personalization Pipeline within ING / C. Vaquero-Patricio, N. van Ommeren, S. Gil-Begue // Proceedings of the 15th ACM Conference on Recommender Systems (RecSys

- 2021). – Amsterdam, Netherlands: ACM, 2021. – P. 587–589. DOI: 10.1145/3460231.3474612.
5. Afsar M.M. Reinforcement learning based recommender systems: A survey / M.M. Afsar, T. Crump, B. Far // ACM Computing Surveys. – 2021. – Vol. 54, No. 3. – Article 42. – P. 1–38.
6. Chen M. Top-K off-policy correction for a REINFORCE recommender system / M. Chen, A. Beutel, P. Covington, S. Jain, F. Belletti, E. Chi // Proceedings of the 12th ACM International Conference on Web Search and Data Mining (WSDM 2019). – Melbourne, VIC, Australia: ACM, 2019. – P. 456–464. DOI: 10.1145/3289600.3290999.
7. Mnih V. Human-level control through deep reinforcement learning / V. Mnih, K. Kavukcuoglu, D. Silver et al. // Nature. – 2015. – Vol. 518, No. 7540. – P. 529–533.
8. Wang Z. Dueling Network Architectures for Deep Reinforcement Learning / Z. Wang, T. Schaul, M. Hessel et al. // Proceedings of the 33rd International Conference on Machine Learning (ICML 2016). – New York, NY, USA: PMLR, 2016. – P. 1995–2003.
9. Кутянин А.Р. Рекомендательные системы: обзор основных постановок и результатов / А.Р. Кутянин // Интеллектуальные системы. Теория и приложения. – 2017. – Т. 21, № 4. – С. 18–30.
10. Меньшикова Н.В. Обзор рекомендательных систем и возможностей учета контекста при формировании индивидуальных рекомендаций / Н.В. Меньшикова, И.В. Портнов, И.Е. Николаев // Academy. – 2016. – № 6 (9). – С. 20–22.
11. Павлов Д.А. Универсальная рекомендательная система банковских продуктов на основе гибридного подхода / Д.А. Павлов, О.С. Косюга // Научные труды КубГТУ. – 2022. – № 1. – С. 88–97.
12. Аркадьева О.Г. Модели машинного обучения как инструмент обнаружения подозрительных банковских транзакций / О.Г. Аркадьева, А.В. Петров // Вестник Сургутского государственного университета. – 2025. – Т. 13, № 3. – С. 8–21. DOI 10.35266/2949-3455-2025-3-1.
13. Koren Y. Matrix factorization techniques for recommender systems / Y. Koren, R. Bell, C. Volinsky // IEEE Computer. – 2009. – Vol. 42, No. 8. – P. 30–37.
14. Rendle S. BPR: Bayesian Personalized Ranking from Implicit Feedback / S. Rendle, C. Freudenthaler, Z. Gantner, L. Schmidt-Thieme // Proceedings of the 25th Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence (UAI 2009). – Montreal, QC, Canada: AUAI Press, 2009. – P. 452–461.
15. Järvelin K. Cumulated gain-based evaluation of IR techniques / K. Järvelin, J. Kekäläinen // ACM Transactions on Information Systems. – 2002. – Vol. 20, No. 4. – P. 422–446.
16. Liu F.T. Isolation Forest / F.T. Liu, K.M. Ting, Z.-H. Zhou // Proceedings of the 8th IEEE International Conference on Data Mining (ICDM 2008). – Pisa, Italy: IEEE, 2008. – P. 413–422. DOI: 10.1109/ICDM.2008.17.
17. Hariri S. Extended Isolation Forest / S. Hariri, M. Carrasco Kind, R.J. Brunner // IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering. – 2021. – Vol. 33, No. 4. – P. 1479–1489.
18. Pang G. Deep learning for anomaly detection: A review / G. Pang, C. Shen, L. Cao, A. van den Hengel // ACM Computing Surveys. – 2021. – Vol. 54, No. 2. – P. 1–38.
19. Hilal W. Financial fraud: A review of anomaly detection techniques and recent advances / W. Hilal, S.A. Gadsden, J. Yawney // Expert Systems with Applications. – 2022. – Vol. 193. – Article 116429.
20. Bifet A. Learning from time-changing data with adaptive windowing / A. Bifet, R. Gavaldà // Proceedings of the 7th SIAM International Conference on Data Mining (SDM 2007). – Minneapolis, MN, USA: SIAM, 2007. – P. 443–448. DOI: 10.1137/1.9781611972771.42.
21. Lu J. Learning under concept drift: A review / J. Lu, A. Liu, F. Dong, J. Gama, G. Zhang // IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering. – 2019. – Vol. 31, № 12. – P. 2346–2363.
22. Hoi S.C.H. Online learning: A comprehensive survey / S.C.H. Hoi, D. Sahoo, J. Lu, P. Zhao // Neurocomputing. – 2021. – Vol. 459. – P. 249–289.
23. Raab C. Reactive and self-adjusting sliding windows for efficient event stream processing with general delay distributions / C. Raab, B. Ziebart, M. Kellermeier, S. Schelter // Neurocomputing. – 2020. – Vol. 416. – P. 340–351.
24. De Lange M. A continual learning survey: Defying forgetting in classification tasks / M. De Lange, R. Aljundi, M. Masana et al. // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2022. – Vol. 44, No. 7. – P. 3366–3385.
25. Bank of England; Financial Conduct Authority. Machine learning in UK financial services: report. – October 2022. – URL: <https://www.bankofengland.co.uk/report/2022/machine-learning-in-uk-financial-services> (дата обращения: 26.02.2026).
26. Nystrup P. Detecting change points in finance: A mid-2020 review / P. Nystrup, E. Lindström, T. Christiansen, H. Madsen, A. Engso // Expert Systems with Applications. – 2022. – Vol. 77, No. 1. – P. 5–47.
27. Fortunato M. Noisy Networks for Exploration / M. Fortunato, M.G. Azar, B. Piot et al. // Proceedings of the International Conference on Learning Representations (ICLR 2018). – Vancouver, BC, Canada: OpenReview.net, 2018. – 13 p. – URL: <https://openreview.net/forum?id=rywHCPkAW> (дата обращения: 26.02.2026).

Аскеров Заур Ханахмедович

Аспирант Института интеллектуальных кибернетических систем Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» (НИЯУ МИФИ)
Каширское шоссе, 31, г. Москва, Россия, 115409
Тел.: +7-977-297-79-45
Эл. почта: xerailost@gmail.com

Поступила в редакцию: 12.03.2026.

Принята к публикации: 26.05.2026.

Askerov Z.K.

Experimental evaluation of a self-learning recommender system for the banking sector

Relevance. In the banking sector, personalized recommendations must remain accurate, robust, and safe under changing customer behavior and financial risks. It is particularly important to test such systems under macroeconomic stress, when conventional models may lose performance. **Purpose.** The study evaluates a prototype self-learning recommender system for banking products that combines reinforcement learning, macroeconomic context, and anomaly filtering. **Methods.** The work uses experimental simulation, comparative analysis with baseline algorithms, k-means customer clustering, deep Q-learning, isolation forest anomaly detection, and statistical assessment of P@5, NDCG@5, conversion, F1-score, and recommendation latency. **Novelty.** The study proposes an integrated approach, in which an adaptive recommendation policy is combined with macroeconomic regimes awareness and preliminary anomaly detection for banking use cases. **Results.** In the synthetic benchmark, the prototype outperformed baseline models: P@5 reached 0,623, NDCG@5 reached 0,712, conversion in the stable regime was 82%, and the performance drop under crisis conditions was limited to 7%. The anomaly detection module achieved an F1-score of at least 0,86, while

the average recommendation latency was 23 ms. **Practical significance.** The results can support the design of banking personalization systems, selection of recommender architectures, robustness assessment, and implementation of risk-control mechanisms in digital customer service channels.

Keywords: recommender systems, deep reinforcement learning, banking sector, personalization, macroeconomic scenarios, anomaly detection, quality metrics.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-160-165

References

- Gigli A., Lillo F., Regoli D. Recommender systems for banking and financial services. Poster Track of the 11th ACM Conference on Recommender Systems (RecSys 2017). Como, Italy, CEUR-WS.org, 2017, pp. 315–316.
- Oyebode O., Orji R. A hybrid recommendation system for the financial service sector. *Journal of Banking and Financial Technology*, 2020, vol. 4, pp. 17–32.
- Sharaf M., Hemdan E.E.D., El-Sayed A., El-Bahnasawy N.A. A survey on recommendation systems for financial services. *Multimedia Tools and Applications*, 2022, vol. 81, no. 12, pp. 13617–13642.
- Vaquero-Patricio C., van Ommeren N., Gil-Begue S. Recommenders in Banking: An End-to-End Personalization Pipeline within ING. Proceedings of the 15th ACM Conference on Recommender Systems (RecSys 2021). Amsterdam, Netherlands, ACM, 2021, pp. 587–589. DOI 10.1145/3460231.3474612.
- Afsar M.M., Crump T., Far B. Reinforcement learning based recommender systems: A survey. *ACM Computing Surveys*, 2021, vol. 54, no. 3, article 42, pp. 1–38.
- Chen M., Beutel A., Covington P., Jain S., Belletti F., Chi E. Top-K off-policy correction for a REINFORCE recommender system. Proceedings of the 12th ACM International Conference on Web Search and Data Mining (WSDM 2019). Melbourne, VIC, Australia, ACM, 2019, pp. 456–464. DOI: 10.1145/3289600.3290999.
- Mnih V., Kavukcuoglu K., Silver D. et al. Human-level control through deep reinforcement learning. *Nature*, 2015, vol. 518, no. 7540, pp. 529–533.
- Wang Z., Schaul T., Hessel M. et al. Dueling Network Architectures for Deep Reinforcement Learning. Proceedings of the 33rd International Conference on Machine Learning (ICML 2016). New York, NY, USA, PMLR, 2016, pp. 1995–2003.
- Kutanin A.R. [Recommender systems: survey of main problem statements and results]. *Intelligent systems. Theory and Applications*, 2017, vol. 21, no. 4, pp. 18–30 (in Russ.).
- Menshikova N.V., Portnov I.V., Nikolaev I.E. [Review of recommender systems and opportunities for context accounting in individual recommendations]. *Academy*, 2016, no. 6 (9), pp. 20–22 (in Russ.).
- Pavlov D.A., Kosyuga O.S. [A universal recommender system for banking products based on a hybrid approach]. *Scientific Papers of Kuban State Technological University*, 2022, no. 1, pp. 88–97 (in Russ.).
- Arkadyeva O.G., Petrov A.V. [Machine learning models as a tool for detecting suspicious bank operations]. *Vestnik Surgutskogo gosudarstvennogo universiteta*, 2025, vol. 13, no. 3, pp. 8–21. DOI: 10.35266/2949-3455-2025-3-1 (in Russ.).
- Koren Y., Bell R., Volinsky C. Matrix factorization techniques for recommender systems. *IEEE Computer*, 2009, vol. 42, no. 8, pp. 30–37.
- Rendle S., Freudenthaler C., Gantner Z., Schmidt-Thieme L. BPR: Bayesian Personalized Ranking from Implicit Feedback. Proceedings of the 25th Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence (UAI 2009). Montreal, QC, Canada, AUAI Press, 2009, pp. 452–461.
- Järvelin K., Kekäläinen J. Cumulated gain-based evaluation of IR techniques. *ACM Transactions on Information Systems*, 2002, vol. 20, no. 4, pp. 422–446.
- Liu F.T., Ting K.M., Zhou Z.-H. Isolation Forest. Proceedings of the 8th IEEE International Conference on Data Mining (ICDM 2008). Pisa, Italy, IEEE, 2008, pp. 413–422. DOI: 10.1109/ICDM.2008.17.
- Hariri S., Carrasco Kind M., Brunner R.J. Extended Isolation Forest. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 2021, vol. 33, no. 4, pp. 1479–1489.
- Pang G., Shen C., Cao L., van den Hengel A. Deep learning for anomaly detection: A review. *ACM Computing Surveys*, 2021, vol. 54, no. 2, article 38, pp. 1–38.
- Hilal W., Gadsden S.A., Yawney J. Financial fraud: A review of anomaly detection techniques and recent advances. *Expert Systems with Applications*, 2022, vol. 193, article 116429.
- Bifet A., Gavaldà R. Learning from time-changing data with adaptive windowing. Proceedings of the 7th SIAM International Conference on Data Mining (SDM 2007). Minneapolis, MN, USA, SIAM, 2007, pp. 443–448. DOI: 10.1137/1.9781611972771.42.
- Lu J., Liu A., Dong F., Gama J., Zhang G. Learning under concept drift: A review. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 2019, vol. 31, no. 12, pp. 2346–2363.
- Hoi S.C.H., Sahoo D., Lu J., Zhao P. Online learning: A comprehensive survey. *Neurocomputing*, 2021, vol. 459, pp. 249–289.
- Raab C., Ziebart B., Kellermeier M., Schelter S. Reactive and self-adjusting sliding windows for efficient event stream processing with general delay distributions. *Neurocomputing*, 2020, vol. 416, pp. 340–351.
- De Lange M., Aljundi R., Masana M. et al. A continual learning survey: Defying forgetting in classification tasks. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2022, vol. 44, no. 7, pp. 3366–3385.
- Bank of England; Financial Conduct Authority. Machine learning in UK financial services. Report, October 2022. Available at: <https://www.bankofengland.co.uk/report/2022/machine-learning-in-uk-financial-services> (accessed: 26 February 2026).
- Nystrup P., Lindström E., Christiansen T., Madsen H., Engso A. Detecting change points in finance: A mid-2020 review. *Expert Systems with Applications*, 2022, vol. 77, no. 1, pp. 5–47.
- Fortunato M., Azar M.G., Piot B. et al. Noisy Networks for Exploration. Proceedings of the International Conference on Learning Representations (ICLR 2018). Vancouver, BC, Canada, OpenReview.net, 2018, 13 p. Available at: <https://openreview.net/forum?id=rywHCPkAW> (accessed: 26 February 2026).

Zaur Kh. Askerov

Postgraduate Student, Institute of Intelligent Cybernetic Systems, National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute)
31, Kashirskoe Hwy, Moscow, 115409, Russia
Phone: +7-977-297-79-45
Email: xerailost@gmail.com

Received: 12.03.2026.

Accepted: 26.05.2026.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

**В разделе статьи по следующим специальностям
(технические науки)**

- 2.4.1. Теоретическая и прикладная электротехника.
- 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы.

УДК 621.51.621

Шифр специальности ВАК: 2.4.2

Ф.В. Перевощиков, В.Г. Букреев

Применение адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода для улучшения спектральных характеристик фазного тока двигателя

Актуальность. В статье анализируются проблемы вибрации, шума в асинхронных электроприводах, вызванные высшими гармониками импульсных преобразователей. Существующие методы компенсации ограничены массогабаритными показателями силового фильтра, переменной частотой коммутации транзисторов преобразователей или высокими требованиями к вычислительным ресурсам управляющего контроллера. **Цель исследования.** Разработка новой структуры импульсного преобразователя и оригинального метода синтеза адаптивного регулятора напряжения, направленных на целенаправленное улучшение спектрального состава выходных токов для минимизации виброакустических эффектов в асинхронных электроприводах. **Методы.** В работе применяются принципы и методы линейной теории управления и моделирования электромеханических систем. **Научная новизна.** Предлагается структура импульсного преобразователя, замкнутого по выходному напряжению, с оригинальным методом синтеза адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора. Разработанное управление обеспечивает контроль координат регулирования и целенаправленное улучшение спектрального состава выходных токов. **Результаты.** Показано, что применение такого подхода позволяет улучшить спектральный состав выходных токов преобразователя, что позволяет минимизировать виброакустические эффекты электропривода. **Практическая значимость.** Разработанная система управления может быть внедрена в промышленные, транспортные и бытовые электроприводные системы, где критичны требования к уровню акустического комфорта, надёжности и компактности оборудования.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, автономный инвертор напряжения, широтно-импульсная модуляция, адаптивный регулятор напряжения, спектральный состав фазного тока двигателя, виброакустические характеристики.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-169-177

Введение

В условиях интенсивного развития микропроцессорной техники и силовой электроники наблюдается устойчивая тенденция интеграции импульсных законов управления в структуру асинхронных электроприводов (АЭП). Широкое внедрение широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и высокочастотных преобразователей частоты обусловлено их способностью обеспечить заданную точность регулирования координат, динамическую отзывчивость систем управления электроприводов [1, 2]. Вместе с тем переход к импульсным принципам формирования управляющих воздействий порождает комплекс технических проблем [3], требующих детального анализа и внедрения специализированных решений.

К числу наиболее значимых негативных эффектов следует отнести ухудшение виброакустических характеристик комплектного асинхронного электропривода, что обусловлено наличием высших гармонических составляющих в фазных токах и напряжениях двигателя [4–7]. Пульсации электромагнитного момента, вызванные дискретным характером коммутации силовых ключей, возбуждают механические резонансы в кинематической цепи АЭП, приводя к повышению уровня вибрации и акустического шума. Дополнительно высокочастотные составляющие выходного напряжения преобразователя индуцируют повышенные потери в стали и меди электрической машины, что ведет к росту рабочей температуры и, как следствие, к интенсификации процессов термиче-

ского старения изоляции обмоток статора [8]. Указанные факторы существенно снижают ресурс электрооборудования и ограничивают области его применения, особенно в условиях повышенных требований к надежности и экологичности.

Обоснование структуры АЭП с адаптивным регулятором напряжения автономного инвертора

Традиционный подход к минимизации гармонических искажений предполагает использование пассивных фильтрующих устройств (LC - или LCL -фильтров), включаемых в силовую цепь между инвертором и двигателем. Однако эффективность данных решений ограничена рядом конструктивных и эксплуатационных факторов: массогабаритные показатели дросселей и конденсаторов, тепловые режимы их работы, а также необходимость компромисса между глубиной фильтрации и динамическими свойствами системы [9]. Расширение полосы пропускания фильтра, обусловленное указанными ограничениями, снижает его способность подавлять высокочастотные составляющие спектра, что делает пассивную фильтрацию недостаточной для обеспечения требуемого качества выходных переменных состояния АЭП.

В качестве дополнения к аппаратным методам применяются алгоритмические приемы управления, такие как оптимизация формы вольт-частотной характеристики, введение нелинейных зависимостей несущей частоты ШИМ от режима работы привода, а также использование методов пространственно-векторной модуляции с селективной минимизацией гар-

Принятые обозначения: $U_3(t)$ – сигнал задания на величину амплитуды выходного напряжения АИН; $U_{oc}(t)$ – сигнал обратной связи, формируемый согласно уравнению

$$U_{oc}(t) = \sqrt{U_{1\alpha}^2(t) + U_{1\beta}^2(t)}, \quad (1)$$

где $U_{1\alpha}(t) = U_{1a}(t)$ и $U_{1\beta}(t) = \frac{U_{1a}(t) + 2U_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ – проек-

ции обобщенного вектора напряжения в координатной системе $\alpha\beta$; $U_{1a}(t)$, $U_{1b}(t)$ – измеряемые фазные напряжения; $k_{пчн}$ – коэффициент усиления передаточной функции частота-напряжение; $U_m(t)$ – сигнал задания, являющийся продуктом работы регулятора напряжения, передаваемый на пространственно-векторный модулятор с целью формирования модулирующих сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ в координатах $\alpha\beta$; $\theta(t) = \int f_{зад}(t)dt$ – формируемый электрический угол; $i_{1a}(t)$, $i_{1b}(t)$ – измеряемые фазные токи; $i_{1\alpha}(t) = i_{1a}(t)$ и $i_{1\beta}(t) = \frac{i_{1a}(t) + 2i_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ – проекции обобщенного

вектора тока в стационарной системе координат; $\hat{\psi}_{2\alpha}(t)$, $\hat{\psi}_{2\beta}(t)$ – оценка вектора потокосцепления ротора в стационарной системе координат; $\hat{\omega}_r(t)$ – оценка угловой скорости вращения двигателя

Из вышеприведенной схемы (см. рис. 1) видно, что регулятор имеет двухуровневую структуру, а именно: основной регулятор напряжения и структуры адаптации. Подход к синтезу основного регулятора напряжения описан в [13]. Рассмотрим методику построения закона адаптации регулятора напряжения.

Синтез закона адаптации регулятора напряжения

Как было сказано выше, для улучшения спектральных характеристик необходимо использование дополнительных структур. Вполне логичным подходом является метод сигнальной адаптации регулятора. Его суть состоит в том, что структура или параметры регулятора не изменяются в процессе функционирования АЭП. Изменяется же непосредственно выходной сигнал, генерируемый регулятором.

Для получения сигнала адаптации необходимо получить корректные коэффициенты передачи регуляторов тока. Для этого рассмотрим электромагнитное уравнение равновесия напряжений статора [14,15] асинхронной машины (2).

$$F \left[U_m^{(\alpha\beta)} \right] = R_e(f_{зад}) I_1^{\alpha\beta} + L_e(f_{зад}) \frac{dI_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + j\omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \Psi_2^{(\alpha\beta)} - A_r K_r(f_{зад}) \Psi_2^{(\alpha\beta)}, \quad (2)$$

где F – отображение, формирующее из сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ импульсное входное напряжение асинхронного двигателя в координатах $\alpha\beta$; $U_m^{(\alpha\beta)}$ – вектор модулирующего сигнала, имеющий компоненты $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$; $I_1^{(\alpha\beta)}$ – вектор тока статора в координатах $\alpha\beta$; $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ – вектор потокосцепления в

координатах $\alpha\beta$; ω_r – частота вращения ротора; Z_p – количество пар полюсов асинхронного двигателя; $R_e(f_{зад})$, $L_e(f_{зад})$, $K_r(f_{зад})$, $A_r(f_{зад})$ – коэффициенты математической модели двигателя.

Для конструирования регулятора представим в проекциях электрохимические процессы на «быстрые» и «медленные» в соответствии со значениями постоянных времени (3)–(5) каждой из переменных состояния двигателя (параметры двигателя определены для нашего примера):

– для токов

$$T_i = \frac{L_e(f_{зад})}{R_e(f_{зад})} = \frac{(L_m(f_{зад}) + L_{1\sigma}) - \frac{L_m(f_{зад})^2}{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}'}}{R_1 + R_2 \left[\frac{L_m(f_{зад})}{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}'} \right]^2} = 0,0011 \text{ с}; \quad (3)$$

– для потокосцеплений

$$T_\psi = \frac{L_r(f_{зад})}{R_2} = \frac{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,0287 \text{ с}; \quad (4)$$

– для угловой скорости

$$T_\omega = \frac{2\pi f_{зад} Z_p J_\Sigma}{M_{эм}} = \frac{L_m(f_{зад}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,9127 \text{ с}. \quad (5)$$

Таким образом, равенство (2) принимает следующий вид при группировании ω_r и $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ в одну систему уравнений:

$$\begin{cases} F[U_{m.1\alpha}] = R_e(f_{зад}) i_{1\alpha} + L_e(f_{зад}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ F[U_{m.1\beta}] = R_e(f_{зад}) i_{1\beta} + L_e(f_{зад}) \frac{di_{1\beta}}{dt} + f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{cases} \quad (6)$$

где (7) – функции, описывающие «медленные» электрохимические процессы.

$$\begin{cases} f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = -\omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \psi_{2\beta} - A_r K_r(f_{зад}) \psi_{2\alpha}; \\ f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \omega_r Z_p K_r(f_{зад}) \psi_{2\alpha} - A_r K_r(f_{зад}) \psi_{2\beta}. \end{cases} \quad (7)$$

Конечной целью проектируемого регулятора является улучшение гармонического спектра фазных токов асинхронного двигателя. В связи с этим целесообразно рассмотреть вектор тока статора как линейную комбинацию

$$I_1^{(\alpha\beta)} = I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k), \quad (8)$$

где $I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j)$ – вектор, соответствующий основной частоте вращения $\omega_j = 2\pi f_{зад}$; $I_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$ – вектор, соответствующий частоте $\omega_k = 2\pi f_k$. Если данную линейную комбинацию (8) разложить в базисе [1 j] стационарной системы координат и применить к формуле (6), то получим (9)

$$\begin{aligned} F[U_{m.1\alpha}] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ F[U_{m.1\beta}] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{aligned} \quad (9)$$

где $i_{1\alpha=}(t)$ и $i_{1\beta=}(t)$ – составляющие проекции вектора тока статора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр, передаточная функция которого имеет вид (10).

$$W_{\text{фп}}(p) = \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + p\frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}, \quad (10)$$

где $\omega_p = 2\pi f_{\text{зад}}$ – частота режекции, Q_p – добротность режекции; $i_{1\alpha=}(t)$ и $i_{1\beta=}(t)$ – проекции вектора тока статора описывающие основную частоту спектра.

Для минимизации $i_{1\alpha\approx}(t)$ и $i_{1\beta\approx}(t)$ инжектируем в управление определенное воздействие по проекциям стационарной системы координат $U_{m.1\alpha}^*$ и $U_{m.1\beta}^*$. Результирующее управление $U_{m.1\alpha\Sigma}(t)$ и $U_{m.1\beta\Sigma}(t)$; тогда примет вид (11):

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha\Sigma} = U_m \cos \theta - U_m \sin \theta + U_{m.1\alpha}^*, \\ U_{m.1\beta\Sigma} = U_m \sin \theta + U_m \cos \theta + U_{m.1\beta}^*. \end{cases} \quad (11)$$

Руководствуясь вышеописанным принципом, определим конкретное выражение (12), описывающее инжекцию путем модернизации уравнений (9) подстановкой формируемого воздействия в управление $F[U_{m.1\alpha\Sigma}]$ и $F[U_{m.1\beta\Sigma}]$:

$$\begin{aligned} F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^*] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\alpha}(t); \\ F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^*] &= R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + \\ &+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\beta}(t). \end{aligned} \quad (12)$$

где $\lambda_{\alpha}(t)$ и $\lambda_{\beta}(t)$ – результат дополнительного воздействия на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение «лишних» составляющих тока, то условие минимизации представляется следующим образом (13):

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha}(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ \lambda_{\beta}(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (13)$$

Принимая допущение, что отображение F является линейным с коэффициентом преобразования $K_{\text{пр}}$, получаем соотношения для сигналов адаптации

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^*(t) = F^{-1}[\lambda_{\alpha}(t)], \\ U_{m.1\beta}^*(t) = F^{-1}[\lambda_{\beta}(t)]. \end{cases} \quad (14)$$

В итоге, равенства (14) принимают следующий вид (15):

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^* = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ U_{m.1\beta}^* = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (15)$$

Применяя преобразование Лапласа к (15), получим пропорционально-дифференциальный регулятор (16). С целью сохранения большого запаса устойчивости, выходной сигнал дифференциальной составляющей регулятора должен быть пропущен через фильтр с постоянной времени $T_{\text{ф.и}}$:

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}})\frac{p}{1 + T_{\text{ф.и}}p} \right], \\ W_{1\beta}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}})\frac{p}{1 + T_{\text{ф.и}}p} \right]. \end{cases} \quad (16)$$

Для цифровой реализации (16) воспользуемся билинейным преобразованием $p = 2 \cdot f_{\text{д}} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$, где

$f_{\text{д}}$ – частота дискретизации, тогда дискретные передаточные функции $W_{1\alpha}(z)$ и $W_{1\beta}(z)$ регуляторов принимают вид (17):

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(z) = \frac{a_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + a_{i\alpha.0}}{b_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + b_{i\alpha.0}}, \\ W_{1\beta}(z) = \frac{a_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + a_{i\beta.0}}{b_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + b_{i\beta.0}}. \end{cases} \quad (17)$$

Коэффициенты дискретной передаточной функции (17) в свою очередь принимают вид (18):

$$\begin{cases} a_{i\alpha.1} = a_{i\beta.1} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 - 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}) - 2L_e(f_{\text{зад}})f_{\text{д}} \right]; \\ a_{i\alpha.0} = a_{i\beta.0} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 + 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}) + 2L_e(f_{\text{зад}})f_{\text{д}} \right]; \\ b_{i\alpha.1} = b_{i\beta.1} = 1 - 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}; \\ b_{i\alpha.0} = b_{i\beta.0} = 1 + 2T_{\text{ф.и}}f_{\text{д}}. \end{cases} \quad (18)$$

Режекторный фильтр после аналогичных преобразований будет иметь вид (19):

$$W_{\text{фп}}(z) = \frac{a_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + a_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + a_{\text{фп.0}}}{b_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + b_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + b_{\text{фп.0}}} \quad (19)$$

где коэффициенты дискретной передаточной функции режекторного фильтра (19):

$$a_{\text{фп.2}} = a_{\text{фп.0}} = 4f_{\text{д}}^2 + \omega_p^2;$$

$$a_{\text{фп.1}} = b_{\text{фп.1}} = 2(\omega_p^2 - 4f_{\text{д}}^2);$$

$$b_{\text{фп.2}} = 4f_d^2 - 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2;$$

$$b_{\text{фп.0}} = 4f_d^2 + 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2,$$

Если же вернуться к уравнениям (9), то можно заметить слагаемые $f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, входящие в их состав. Разложим их в соответствии с представлением угловой скорости

$$\omega_r = \omega_{\text{уст}} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \omega_{1,k}$$

и проекций потокоцепления

$$\Psi_2^{(\alpha\beta)} = \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$$

как линейной комбинации их частотных компонент, тогда получим следующее (20):

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \\ = -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\omega_r \Psi_{2\beta=} + \omega_r \Psi_{2\beta\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\alpha=} + \Psi_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \\ = Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\omega_r \Psi_{2\alpha=} + \omega_r \Psi_{2\alpha\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\beta=} + \Psi_{2\beta\approx}), \end{aligned} \right. \quad (20)$$

где $\Psi_{2\alpha=}$ и $\Psi_{2\beta=}$ – проекции вектора потокоцепления ротора, описывающие основную частоту спектра; $\Psi_{2\alpha\approx}$, $\Psi_{2\beta\approx}$ – составляющие проекции вектора потокоцепления ротора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр; ω_r – установившееся значение угловой скорости ротора; ω_r – переменная составляющая угловой скорости ротора, вычисляемая, как отфильтрованная фильтром с постоянной времени $T_{\text{ф.}\omega}$ производная по времени ω_r . В условиях невозможности измерения потокоцепления и угловой скорости уравнения (20) принимают следующий вид (21) [16–18]:

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx \\ \approx -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx \\ \approx Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \left(\hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} + \right) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\Psi}_{2\beta\approx}). \end{aligned} \right. \quad (21)$$

Сгруппируем элементы уравнений (21) для получения $f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$. В результате получим совокупность уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx -Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \times \\ &\times \left(\hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta\approx} + \right. \\ &\left. + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta\approx} \right) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}; \\ f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \times \\ &\times \left(\hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} + \right. \\ &\left. + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} \right) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\beta\approx}; \\ f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx -Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\beta=} - \\ &- A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\alpha=}; \\ f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) &\approx Z_p(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{2\alpha=} - \\ &- A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\Psi}_{2\beta=}. \end{aligned} \right. \quad (22)$$

Тогда уравнения (9) примут вид (23):

$$\left\{ \begin{aligned} F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^* + U_{m.1\alpha}^{**}] &= R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha=} + \\ &+ R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + \\ &+ f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\alpha}(t) + \zeta_{\alpha}(t); \\ F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^* + U_{m.1\beta}^{**}] &= R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta=} + \\ &+ R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + \\ &+ f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\beta}(t) + \zeta_{\beta}(t), \end{aligned} \right. \quad (23)$$

где $\zeta_{\alpha}(t)$, $\zeta_{\beta}(t)$ – результат дополнительного воздействия $U_{m.1\alpha}^{**}$ и $U_{m.1\beta}^{**}$ на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение переменных составляющих ЭДС $f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$ и $f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, то условие минимизации представляется следующим образом:

$$\left\{ \begin{aligned} U_{m.1\alpha}^{**}(t) &= F^{-1}[\zeta_{\alpha}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ U_{m.1\beta}^{**}(t) &= F^{-1}[\zeta_{\beta}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \end{aligned} \right. \quad (24)$$

где $\chi_{\text{пр}}$ – пропорциональный коэффициент отображения F в допущении о его линейности. Структура закона адаптации применимо к исходному регулятору напряжения продемонстрирована на рис. 2, где $\hat{\Psi}_{2\alpha\approx}(t)$, $\hat{\Psi}_{2\beta\approx}(t)$ – отфильтрованные значения проекций оценки вектора потокоцепления ротора с помощью режекторного фильтра; $\hat{\omega}_r(t)$ – переменная составляющая сигнала оценки угловой скорости; $i_{1\alpha\approx}(t)$ и $i_{1\beta\approx}(t)$ – отфильтрованные значения проекций вектора тока статора с помощью режекторного фильтра.

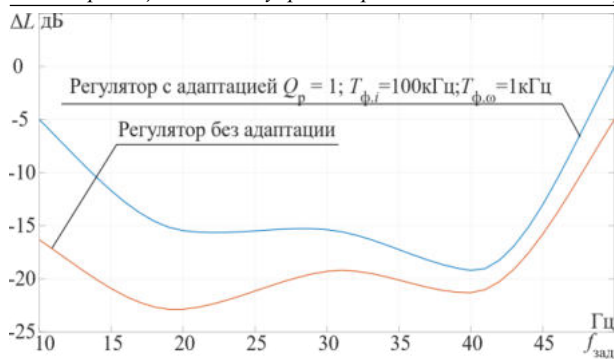


Рис. 4. Зависимости изменения виброактивности от частоты задания при различных вариантах регулятора

Важным моментом является тот факт, что при добротности режекторного фильтра равной единице КГИ локально минимален при варьировании $Q_p = (0, 1 \dots 10)$. Ожидаемо, при увеличении постоянной времени фильтра дифференциальной цепи КГИ увеличивается до 10% и наоборот соответственно.

В общем виде изменение виброактивности вычисляется следующим образом (25)

$$\Delta L = 20 \log \left(\frac{V_{0,j}}{V_{OC,j}} \right) \approx 20 \log \left(\frac{P_{r,0,j}}{P_{r,OC,j}} \right) = 20 \log \left(\frac{i_{0,1} \cdot i_{0,j-1} - i_{0,1} \cdot i_{0,j+1}}{i_{OC,1} \cdot i_{OC,j-1} - i_{OC,1} \cdot i_{OC,j+1}} \right), \quad (25)$$

где $V_{0,j}$ – виброскорость j -й гармоники виброграммы при использовании разомкнутой системы; $V_{OC,j}$ – виброскорость j -й гармоники виброграммы при использовании регулятора напряжения; $i_{0,j}$ – амплитуда тока j -й гармоники при использовании разомкнутой системы; $i_{OC,j}$ – амплитуда тока j -й гармоники при использовании регулятора напряжения. Таким образом, на 6-й гармонике изменение виброскорости за счет использования регулятора без сигнальной адаптации достигает 19,2 дБ. Внедрение механизмов адаптации позволяет уменьшить виброскорость вплоть до – 21,3 дБ относительно классической системы управления.

Стоит отметить тот факт, что помимо сигнальной адаптации регулятора также происходит параметрическая перенастройка самого закона адаптации с помощью корректирующей функции $K_x(f_{\text{зад}})$, которая изменяет значения параметров $R_e(f_{\text{зад}})$, $L_e(f_{\text{зад}})$, $K_r(f_{\text{зад}})$, $A_r(f_{\text{зад}})$.

Заключение

В целях оптимизации спектрального состава выходных токов преобразователя был применен современный гибридный подход. Его суть заключается в органичном объединении проверенных временем принципов замкнутого регулирования, основанных на отслеживании отклонений, с передовым методом сигнальной адаптации. Этот адаптивный механизм выполняет непрерывный мониторинг параметров выходного тока автономного инвертора и на основе этих данных осуществляет динамическую коррекцию управляющих сигналов, формируемых основным регулятором. Данный регулятор, в свою очередь, спроектирован на основе полиномов Баттерворта, что

изначально обеспечивает преобразователю высокий уровень оптимальности функционирования. Благодаря такому решению удастся эффективно компенсировать нелинейные эффекты, неизбежно возникающие в процессе самого формирования управляющих воздействий. В конечном счете это приводит к существенному повышению качества выходных токов (снижения нелинейных искажений), что напрямую отражается на улучшении виброакустических характеристик всей системы – она становится значительно менее вибронегруженной (до – 21,3 дБ относительно базового уровня – разомкнутой исходной системы).

Разработанные алгоритмы прошли успешную апробацию в ходе численного эксперимента в среде Matlab Simulink. Полученные результаты наглядно демонстрируют, что объединение сигнально-адаптивных методов с подходами цифровой обработки сигналов открывает весьма перспективные возможности для создания высокоэффективных микропроцессорных систем управления электроприводами.

Литература

1. Васильев Б.Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства. – Т. 1: Основы электропривода и преобразовательной техники. – СПб.: Лань, 2023. – 356 с.
2. Чернышев А.Ю. Электропривод переменного тока: учеб. пособие для академического бакалавриата / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – М.: Юрайт, 2025. – 215 с.
3. ГОСТ ИЕС 60034-9-2024. Машины электрические вращающиеся. – Ч. 9. Пределы шума. – М.: Российский институт стандартизации, 2024. – 24 с.
4. Каплин А.И. Эффективность применения регулирования частоты вращения для снижения вибраций электродвигателей и электромеханизмов // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2010. – Т. 118, № 5. – С. 3–8.
5. Снижение виброактивности вентилятора системы жизнеобеспечения нефтегазовых станций / А.Н. Гаврилин, В.С. Дмитриев, Д.В. Ермаков, Д.А. Дерусова // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2023. – Т. 334, № 11. – С. 128–137.
6. Шубов И.Г. Шум и вибрации электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 208 с.
7. Казаков Ю.Б. Влияние несинусоидальности питающего напряжения на виброшумовые характеристики асинхронных двигателей / Ю.Б. Казаков, Ю.И. Бондаренко // Вестник Ивановского гос. энергет. Ун-та. – 2015. – № 3. – С. 34–38.
8. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
9. Богданов А.А. Анализ влияния алгоритма и режимов работы трехфазного инвертора на спектральный состав выходных токов / А.А. Богданов, Е.А. Быстров // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов. – Томск: ОАО «НПП «Полюс», 2016. – С. 93–97.
10. Cortes P. Predictive Current Control Strategy with Imposed Load Current Spectrum / P. Cortes, J. Rodrigues, D.E. Quevedo, C. Silva // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 2. – P. 612–618.
11. Моделирование самообучающейся системы управления инвертором преобразователя частоты для подавления высших гармоник / В.И. Кульманов, А.С. Анучин, Д.М. Шпак, Ю.О. Беляков, В.Н. Остриров // Вестник МЭИ. – 2017. – № 4. – С. 75–82.

12. Силовой преобразователь с активным подавлением высших гармоник для систем электроснабжения летательных аппаратов / А.С. Анучин, В.И. Кульманов, Р. Стжелецки, Г.Л. Демидова // Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение. – 2020. – Т. 63, № 5. – С. 417–428.

13. Перевошиков Ф. В. Синтез регулятора напряжения автономного инвертора асинхронного электропривода с использованием ненормированных полиномов / Ф.В. Перевошиков, В.Г. Букреев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2026. – Т. 26, № 1. – С. 196–206.

14. Онищенко Г.Б. Теория электропривода. – М.: Науч.-изд. центр ИНФРА-М, 2023. – 294 с.

15. Фурсов В.Б. Моделирование электропривода. – СПб.: Лань, 2022. – 220 с.

16. Разработка наблюдателя с оперативным мониторингом угловой скорости ротора и момента сопротивления на валу погружного асинхронного двигателя / А.С. Глазырин, С.П. Семен, Е.И. Попов, В.А. Копырин, Р.Н. Хамитов, А.А. Филиппас, М.В. Денеко // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2024. – Т. 335, № 9. – С. 203–219.

17. Perevoshchikov F.V. Analysis of state estimation accuracy for an asynchronous electric drive by Luenberger and Kalman algorithms / F.V. Perevoshchikov, V.G. Bukreev, E.B. Shandarova // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. – 2023. – Vol. 23, No. 1. – P. 35–43.

18. Таланов М.В. Бездатчиковая система векторного управления асинхронным электродвигателем на основе сигма-точечного фильтра Калмана / М.В. Таланов, В.М. Таланов // Научно-технический вестник Поволжья. – 2021. – № 8. – С. 39–44.

Перевошиков Филипп Владимирович

Аспирант отд. электроэнергетики и электротехники
Инженерной школы энергетики
Национального исследовательского Томского
политехнического университета (ОЭЭ ИШЭ НИ ТПУ)
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-7932-2744
Тел.: +7-963-196-19-74
Эл. почта: fvp2@tpu.ru

Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, проф. ОЭЭ ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Тел.: +7-913-854-21-96
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Поступила в редакцию: 21.04.2026.

Принята к публикации: 30.04.2026.

Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G.

Application of an Adaptive Voltage Regulator for a Standalone Inverter of an Induction Electric Drive to Improve the Spectral Characteristics of the Motor Phase Current

Relevance. This paper analyzes vibration and noise problems in induction motor drives caused by higher harmonics of pulse converters. Existing compensation methods are limited by the size and weight of the power filter, the variable switching frequency of the converter transistors, or the high computational

demands on the drive controller. **Purpose of the study.** Developing a novel pulse converter topology and an original synthesis method for an adaptive voltage regulator aimed at purposefully improving the spectral composition of output currents to minimize vibroacoustic effects in inductor motor drives.

Methods. The work employs principles and methods of linear control theory and electromechanical system modeling.

Novelty. A switching converter topology with output voltage closed-loop control is proposed, featuring an original synthesis method for an adaptive voltage regulator of a voltage source inverter. The developed control ensures regulation of controlled variables and targeted improvement of the output current spectral composition. **Results.** It is demonstrated that this approach improves the spectral composition of the converter's output currents, thereby minimizing the vibroacoustic effects of the drive. **Practical significance.** The developed control system can be implemented in industrial, transportation, and household electric drive systems where requirements for acoustic comfort, reliability, and equipment compactness are critical.

Keywords: induction motor drive, voltage source inverter, pulse-width modulation, adaptive voltage regulator, spectral composition of motor phase current, vibroacoustic characteristics.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-169-177

References

1. Vasiliev B.Yu. *Avtomatizirovannyi elektroprivod mashin i ustanovok gornogo proizvodstva. Tom 1. Osnovy elektropivoda i preobrazovatel'noi tekhniki* [Automated Electric Drive for Mining Machines and Plants. Vol. 1. Basics of Electric Drives and Converter Engineering]. St. Petersburg, Lan Publishing House, 2023, 356 p. (in Russ.).
2. Chernyshev A.Y., Dementev Y.N., Chernyshev I.A. *Elektroprivod peremennogo toka: uchebnoe posobie dlya akademicheskogo bakalavriata* [AC Electric Drive: A textbook for academic bachelor's degree programs]. Moscow, Yurayt Publishing House, 2025, 215 p. (in Russ.).
3. GOST IEC 60034-9-2024. *Mashiny elektricheskoy vrashchayushchiesya. Chast 9. Predely shuma* [Rotating Electrical Machines. Part 9. Noise Limits]. Moscow, Russian Institute for Standardization, 2024, 24 p. (in Russ.).
4. Kaplin A. I. *Effektivnost primeneniya regulirovaniya chastoty vrashcheniya dlya snizheniya vibratsiy elektrodvigatelay i elektromekhanizmov* [Efficiency of Applying Speed Control to Reduce Vibrations of Electric Motors and Electric Mechanisms]. *Electromechanical matters. VNIIE studies*, 2010, vol. 118, no. 5, pp. 3–8 (in Russ.).
5. Gavrilin A.N., Dmitriev V.S., Ermakov D.V., Derusova D.A. [Reduction of a fan vibration activity in a life support system of oil and gas station]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2023, vol. 334, no. 11, pp. 128–137 (in Russ.).
6. Shubov I.G. *Shum i vibratsii elektricheskikh mashin* [Noise and Vibration of Electrical Machines]. Leningrad, Energoatomizdat, 1986, 208 p. (in Russ.).
7. Kazakov Yu. B., Bondarenko Yu. I. [Influence of nonsinusoidal feed-in voltage on vibronoise parameters of induction motors]. *Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*, 2015, no. 3, pp. 34–38 (in Russ.).
8. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov: uchebnik dlya vuzov* [Control Systems for Electric Drives: Textbook for Universities]. Moscow: MEI Publishing House, 2015, 373 p. (in Russ.).
9. Bogdanov A.A., Bystrov E. A. *Analiz vliyaniya algoritma i rezhimov raboty trekhfaznogo invertora na spektralnyy sostav vykhodnykh tokov* [Analysis of the influence of the algorithm and operating modes of a three-phase inverter on the

spectral composition of output currents]. *Elektronnyye i elektromekhanicheskiye sistemy i ustroystva: sb. nauch. Trudov* [Electronic and electromechanical systems and devices] Collection of scientific papers, Tomsk, JSC «NPC «Polus», 2016, pp. 93–97 (in Russ.).

10. Cortes, P., Rodrigues J., Quevedo D.E., Silva C. Predictive Current Control Strategy with Imposed Load Current Spectrum. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 612–618.

11. Kulmanov, V. I., Anuchin, A. S., Shpak, D. M., Belyakov, Yu. O., Ostrirov, V. N. [Simulating the Frequency Converter Inverter's Self-Learning Control System for Suppressing Higher Harmonic Components]. *Vestnik Moskovskogo Energeticheskogo Instituta*, no. 4, pp. 75–82 (in Russ.).

12. Anuchin A.S., Kulmanov V.I., Strzelecki R., Demidova G.L. [Power converter with active suppression of higher harmonics for aircraft power supply systems]. *Journal of Instrument Engineering*, 2020, vol. 63, no. 5, pp. 417–428 (in Russ.).

13. Perevoshchikov, F. V., Bukreev, V. G. [Voltage controller synthesis for an induction electric drives autonomous inverter using non-normalized polynomials]. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2026, vol. 26, no. 1, pp. 196–206 (in Russ.).

14. Onishchenko G. B. *Teoriya elektropivoda* [Theory of Electric Drive]. Moscow, Scientific Publishing Center INFRA-M, 2023, 294 p. (in Russ.).

15. Fursov V. B. *Modelirovanie elektropivoda* [Modeling of Electric Drives]. St. Petersburg, Lan Publishing House, 2022, 220 p. (in Russ.).

16. Glazyrin A.S., Semen S.P., Popov E.I., Kopyrin V.A., Khamitov R.N., Filipas A.A., Deneko M.V. [Desing of an observer with real time monitoring speed and load torque for submersible induction motors]. *Bulletin of Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2024, vol.335, no. 9, pp. 203–219 (in Russ.).

17. Perevoshchikov F.V., Bukreev V.G., Shandarova E.B. [State estimation accuracy analysis of an induction electric drive by the algorithms of Luenberger and Kalman]. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2023, vol. 23, no. 1, pp. 35–43 (in Russ.).

18. Talanov, M. V., Talanov, V. M. [Induction Motor Sensorless Vector Control System with Speed Estimation Based on Unscented Kalman Filter]. *Scientific and Technical Volga region Bulletin*, 2021, no. 8, pp. 39–44 (in Russ.).

Filipp V. Perevoshchikov

Postgraduate student, Department of Electric Power and Electrical Engineering, Power Engineering School, National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU) 30, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Phone: +7-963-196-19-74
Email: fvp2@tpu.ru

Viktor G. Bukreev

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Electric Power and Electrical Engineering, Power Engineering School, NR TPU 30, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Phone: +7-913-854-21-96
Email: bukreev@tpu.ru

Received: 21.04.2026.

Accepted: 30.04.2026.

УДК 621.313

Шифр специальности ВАК: 2.4.2

А.Г. Гарганеев, А.И. Ибрагим, Д.И. Ульянов, Д.Ф. Федоров

Повышение энергетической эффективности тяговых электродвигателей транспортных средств

Актуальность. Совершенствование электромеханических систем ТС. **Цель исследования.** Поиск путей повышения энергетической эффективности тяговых электродвигателей (ТЭД) транспортных средств (ТС). **Методы.** Сравнительный анализ, эксперимент, моделирование. **Научная новизна.** Проведен анализ условий функционирования ТЭД в составе электромеханической системы, состоящей из тяговой аккумуляторной батареи, автономного инвертора напряжения и самого ТЭД. Показаны особенности конструкций статорных обмоток и индукторно-зубцовых зон асинхронных и синхронных электрических машин, а также особенности спектрального анализа магнитодвижущих сил статорных обмоток. **Результаты.** Предложенные решения ТЭД ТС в совокупности с адаптивными алгоритмами векторного управления позволили получить высокий КПД в широком диапазоне регулирования скорости ТЭД при малых пульсациях электромагнитного момента. **Практическая значимость.** Предложен авторский вариант конструкции ТЭД с повышенными значениями КПД в широком диапазоне частот вращения. Технические решения авторов могут быть использованы при проектировании ЭП ТС. **Ключевые слова:** транспортное средство, тяговый электродвигатель, инвертор, обмотка, КПД, скорость, постоянный магнит, гармоники, температура. DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-178-184

Введение

Центральным звеном электромеханической системы (ЭМС) электрического транспортного средства (ТС) является тяговая электрическая машина, способная работать как в режиме тягового электродвигателя (ТЭД), так и в режиме генератора или электромагнитного тормоза. Именно электрическая машина, преобразуя электрическую энергию тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ) в кинетическую энергию ТС требуемого качества, «определяет» рациональные алгоритмы векторного управления ЭМС, формируемого автономным инвертором напряжения (АИН). ТЭД ТС непрерывно совершенствуются в аспектах энергопотребления, надежности, технологичности изготовления, стоимости, функциональной безопасности и т.п. В статье рассматриваются варианты конструктивного исполнения различных ТЭД, прежде всего с точки зрения особенностей их «индукторно-зубцовой зоны» и типов обмоток статора, что непосредственно связано с вышеозначенными аспектами.

Анализ условий функционирования ТЭД

Функционирование ТЭД имеет следующие особенности:

- широкий диапазон скоростей вращения (от нуля до 10–14 тыс. об/мин);
- возможность реверса;
- возможность работы в различных типовых режимах (S1–S9, согласно ГОСТ 28173–89), определяющих допустимую нагрузку и продолжительность работы с учетом нагрева обмоток;
- переключение с режима работы «постоянство момента» на режим работы «постоянство мощности» и наоборот;
- работа от АИН, характеризующаяся высокими значениями скорости переключения ключей в режиме высокочастотной широтно-импульсной мо-

дуляции (ШИМ) напряжения, отрицательно влияющей на изоляцию обмотки статора ТЭД;

- ограничения на массогабаритные показатели по условиям размещения на ТС;
- ограничения по максимальному напряжению ТАБ.

Прокомментируем некоторые сформулированные особенности.

Широкий диапазон скоростей вращения ТЭД связан, прежде всего, с механической прочностью ротора. При использовании ТЭД асинхронного типа следует обратить внимание на деформацию стержней ротора, а при ТЭД синхронного типа – способ фиксации постоянных магнитов в массиве ротора в условиях больших центробежных сил. Кроме того, в ТЭД с постоянными магнитами может возникнуть ситуация, когда электропривод (ЭП) не способен разогнать ТЭД выше определенной скорости вращения ввиду роста противоЭДС индуктора. В этом случае система векторного управления должна формировать дополнительный размагничивающий ток ТЭД, что в конечном итоге приводит к возрастанию «медных» потерь и снижению КПД ЭП.

Если с реверсом ТЭД в составе ЭП особых проблем не возникает, то возможность работы в различных типовых режимах (S1–S9) напрямую связана с КПД ТЭД в рабочем диапазоне скоростей вращения. Чем выше КПД ТЭД, тем легче реализуется весь спектр возможных типовых режимов. Дополнительно следует отметить, что в стандарте ГОСТ 28173–89 не уточняется режим останова электрической машины, предполагая, что двигатель при останове не имеет дополнительного нагрева. В случае ТЭД тормозные режимы могут осложняться наличием активного момента торможения либо при сбросе энергии в ТАБ через обратные диоды АИН, либо при использовании ТЭД в качестве активного тормо-

за при векторном управлении. В обоих случаях ТЭД получает дополнительный нагрев от тормозных составляющих активного и реактивного токов.

Переключение с режима работы «постоянство момента» на режим работы «постоянство мощности» и наоборот связано с механической характеристикой ТС и соответствующей ей механической характеристикой ТЭД и происходит, как правило, в зоне средних скоростей [1]. Для примера на рис. 1 представлены требуемые механические характеристики ТС – электробуса КАМАЗ-6282, для которого авторами данной статьи были разработаны ТЭД и ЭП.

ТЭД должен проектироваться с некоторым запасом для того, чтобы «перекрывать» представленные на рис. 1 механические характеристики.

Изоляция обмоточного провода ТЭД подвергается негативному воздействию высокочастотных импульсов выходного напряжения АИН с ШИМ [2]. Снижению этих негативных воздействий, способному привести к электрическому пробое изоляции, способствует применение короностойких проводов, например, типа ПЭТД, или применение высокочастотных индуктивных фильтров для снижения dU/dt .

Дополнительной особенностью при проектировании конструкций обмоток статора ТЭД является зависимость активного сопротивления жилы активного проводника от частоты. Существуют два варианта выполнения пазовых проводников: из шин прямоугольного сечения либо из элементарных проводов круглого сечения (типа «литцендрат») по типу «всыпной обмотки». Всыпная обмотка менее подвержена эффекту вытеснения тока, нежели, чем обмотка из шины. В [3, 4] показано, что применение шин относительно «литцендрата» снижает КПД ТЭД на 3–6%, хотя и обладает при серийном производстве большей технологичностью.

Ограничения на массогабаритные показатели ТЭД при проектировании, как правило, присутствуют всегда и тесно связаны со способностью ТЭД отдавать тепло в окружающую среду, а следовательно, и с его КПД. В данном контексте речь не идет о применении дорогостоящих магнитных материалов с низкими удельными потерями, например, кобальтовой стали 49КФ2 или об обмоточных термостойких короностойких проводах типа ПНЭТ-ИМИД с полиимидной изоляцией.

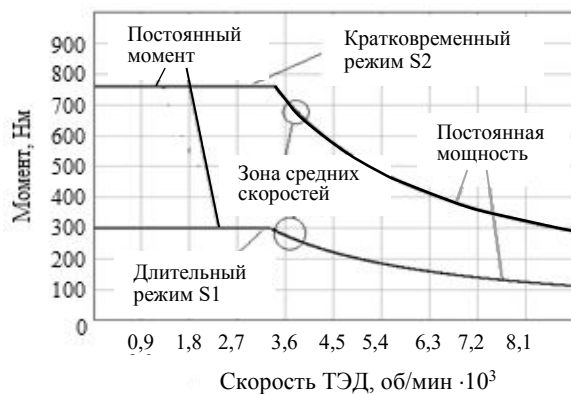


Рис. 1. Пример механических характеристик ТС

Ограничения по максимальному напряжению ТАБ связаны, во-первых, с электробезопасностью ТС, а во-вторых, с вопросами электромагнитной совместимости различных блоков электрооборудования ТС, о чем частично уже отмечалось выше. Кроме того, максимальное напряжение ТАБ может оказать решающее значение на конфигурацию статорной обмотки ТЭД не только в смысле учета таких показателей, как, например, число пазов на полюс и фазу, обмоточный коэффициент, коэффициент дифференциального рассеяния и т.п., но и на выбор схемы соединения на уровне понятий «звезда» и «треугольник».

Анализ вариантов конструкций ТЭД

Преимущество электрических машин переменного тока в современных ТС очевидно, прежде всего, не только с точки зрения отсутствия в конструкции ТЭД скользящих искрящихся контактов, но и возможности реализации эффективных режимов векторного управления. В этом смысле ТЭД с постоянными магнитами в режиме бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ) также можно считать машиной переменного тока, поскольку управление им осуществляется на основе векторных алгоритмов, осуществляющихся коммутатором, т.е. АИН.

В [5] проведен анализ применимости тяговых электрических машин переменного тока для ТС, из которых следует выделить ТЭД на основе постоянных магнитов, ТЭД асинхронного и синхронно-реактивного типов.

В источниках [6–9] представлены примеры использования в ТС регулируемых асинхронных ТЭД с векторным управлением, реализуемым с помощью АИН. При относительно низкой стоимости ТЭД асинхронного типа, представленных в [6–9], реализации электромеханических систем обладают низким коэффициентом полезного действия (КПД) в рабочем диапазоне работы ТС, что объясняется наличием намагничивающего тока в ТЭД, электрическими потерями в роторе при относительно большом весе ТЭД.

ТЭД синхронно-реактивного типа хотя и не имеет потерь в роторе от отсутствия скольжения, однако так же, как и асинхронный, имеет низкий КПД по причине наличия тока намагничивания.

ТЭД переменного тока с постоянными магнитами ввиду отсутствия тока намагничивания имеет наиболее высокое отношение полезной мощности к весу.

Кроме принципа преобразования электромагнитной энергии на КПД ТЭД переменного тока существенное влияние оказывает гармонический состав пространственной магнитодвижущей силы (МДС), определяемый способом распределения обмотки по пазам статора [10]. Даже при синусоидальном фазном токе ТЭД в его электромагнитном моменте присутствуют пульсации, причиной которых является отклонение закона пространственного распределения индукции в воздушном зазоре от синусоидальной формы. Гармонический состав пространственной МДС определяется рядом факторов:

– «геометрией» участка «паз–зуб» статора в радиальном и аксиальном направлениях (форма пазов, наличие скоса пазов);

– «геометрией» паза ротора для ТЭД асинхронного типа в радиальном и аксиальном направлениях (форма пазов, наличие скоса пазов);

– «геометрией» полюсов индуктора для ТЭД с постоянными магнитами (форма и расположение магнитов; наличие скоса магнитов в аксиальном направлении);

– числом пазов статора Z , приходящегося на один полюс при их количестве $2p$ и фазности m ТЭД (число пазов на полюс и фазу)

$$q = Z/2pm; \quad (1)$$

– способом распределения обмотки в пазах статора, характеризующимся для гармоники с порядком v коэффициентом распределения

$$k_{pv} = \sin \frac{v\pi}{2m} / q \sin \frac{v\pi}{2mq}, \quad (2)$$

и, как следствие, коэффициентом обмоточным:

$k_{ov} = k_{pv} \sin \frac{\beta\pi}{2}$, где β – относительный шаг обмотки.

Из вышеизложенных факторов следует, что в воздушном зазоре электрической машины присутствуют высшие гармонические составляющие, совокупное действие которых характеризуется как дифференциальное рассеяние, которое может быть оценено коэффициентом дифференциального рассеяния для высших гармоник поля [11]

$$\sigma = \sum_{v \neq 1} (k_{ov} / vk_{o1})^2. \quad (3)$$

В [8] представлена трехфазная асинхронная машина, в которой реализовано подавление гармоник высокого порядка за счет выполнения обмотки статора, состоящей из двух частей: две независимые обмотки соединены в «треугольник» и в «звезду», причем начала одноименных фаз этих обмоток смещены относительно друг друга на 30 эл. градусов.

Особенностью решения [8] является низкий КПД в рабочем диапазоне скоростей вращения, причиной чего являются наличие в ТЭД намагничивающего тока, а также потери в короткозамкнутом роторе при технологической сложности обмотки статора. Кроме того, широкий диапазон регулирования скорости ТЭД фактически устраняет эффект компенсации нечетных гармоник высшего порядка.

В [9] представлен вариант выполнения оригинальной комбинированной обмотки статора ТЭД по схеме «звезда–треугольник», позволяющий повысить значение коэффициента распределения и снизить дифференциальное рассеяние. К недостаткам варианта решения [9] относятся технологическая сложность изготовления обмотки, а также отсутствие компенсации нечетных гармоник обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу в широком диапазоне изменения скорости вращения ТЭД ТС, реализуемым АИН, что в конечном итоге снижает

КПД и увеличивает пульсации электромагнитного момента электродвигателя.

Авторский вариант повышения эффективности ТЭД

Традиционная методика проектирования электрических машин основана на определении их главных размеров. Однако если изначально в задании на проектирование есть ограничения на габариты, в частности, по диаметру машины, то целесообразнее расчет вести по максимальной индукции в зубцах статора.

В условиях ограничения массогабаритных показателей, температуры обмоток и охлаждающей жидкости, а также достижимости требуемого диапазона регулирования по скорости и снижения пульсаций электромагнитного момента КПД ТЭД можно повысить тем, что трехфазную обмотку выполнить по схеме «треугольник» с числом пазов на полюс и фазу $q = 1,75$ без скоса пазов, а магнитную систему индуктора – из магнитов в форме сегментов, имеющих радиальную намагниченность N-S и размещенных равномерно по окружности внутри ротора, собранного из пластин электротехнической стали (рис. 2). Хотя скос пазов статора и приводит к снижению зубцовых гармоник, но при этом также увеличивается индуктивное сопротивление рассеяния обмоток и возрастают добавочные потери в стали.

Согласно рис. 2 и 3, в ТЭД ТС трехфазная обмотка статора 1, охлаждаемая антифризом через штуцер 2, размещена в пазах 3. Ротор 4, выполненный из пластин электротехнической стали, содержит сегментные магниты 5 (неодим-железо-бор) с радиальной намагниченностью. Магниты удерживаются стальными перемычками («мостиками насыщения») 6.

Толщина перемычек определяется пределом прочности электротехнической стали ротора на скорости вращения, превышающей максимальное значение (9000 об/мин) на 20%. При этом перемычки работают с сильным магнитным насыщением, необходимым для увеличения своего магнитного сопротивления.

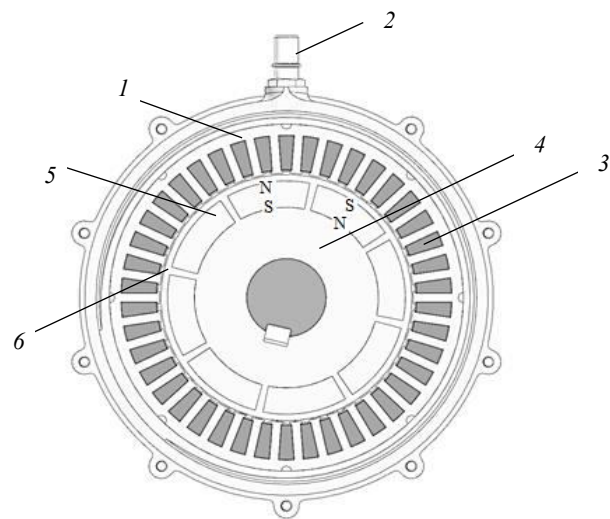


Рис. 2. Поперечный разрез ТЭД



Рис. 3. Схема фазы обмотки ТЭД

Такой вариант расположения магнитов в теле ротора по сравнению, например, с ротором «коллекторного» типа [12] позволяет снизить потери на вихревые токи и гистерезис в теле ротора от высших гармонических составляющих магнитного поля в воздушном зазоре ТЭД при прочной фиксации магнитов в условиях действия центробежных сил.

В авторской конструкции ТЭД ТС применена трехфазная обмотка статора типа «треугольник» с дробным числом пазов на полюс и фазу $q = 1,75$. Подобные обмотки характеризуются возможностью снижения пульсаций электромагнитного момента электродвигателя без наличия скоса пазов на статоре или скоса магнитов в аксиальном направлении в индукторе, что упрощает конструкцию ТЭД и, как следствие, повышает технологичность при снижении стоимости его изготовления.

Проведенный авторами данной статьи анализ омических потерь в статорной обмотке с учетом их зависимости от частоты питания ТЭД (0–600 Гц) и временных составляющих от ШИМ-напряжения АИН позволяет сделать вывод о том, что при одинаковых коэффициентах заполнения паза статора и механической мощности на валу применение обмотки типа «треугольник» с двумя параллельными ветвями более предпочтительно по сравнению с традиционной обмоткой типа «звезда» с двумя параллельными ветвями с точки зрения потерь «в меди». Например, при частоте питания ТЭД 600 Гц и одинаковых моментах на валу 330 Нм составляющая омических потерь в обмотке типа «треугольник» меньше на 130 Вт по сравнению с обмоткой типа «звезда».

Устойчивость работы электромеханической системы АИН–ТЭД в диапазоне скоростей вращения от нуля до 9000 об/мин обеспечивается адаптивной системой векторного управления.

На рис. 4 в соответствии с выражением (3) представлен гармонический спектр МДС для

обмоток со схемами соединения «треугольник» и «звезда» при геометрической идентичности пазов статора, из которого следует, что коэффициенты дифференциального рассеяния у этих обмоток одинаковы. При этом, согласно результатам моделирования в среде Ansys MotorCad, в гармоническом спектре противоЭДС и потокосцеплений преобладает первая гармоническая составляющая (рис. 5).

Спектр гармонических составляющих только МДС обмотки может не быть определяющим условием минимизации потерь в стали электрической машины от высших гармонических составляющих поля, поскольку электротехническая сталь ротора с магнитами и электротехническая сталь статора (ядро с зубцами) находятся относительно вращающегося магнитного поля в различных условиях.

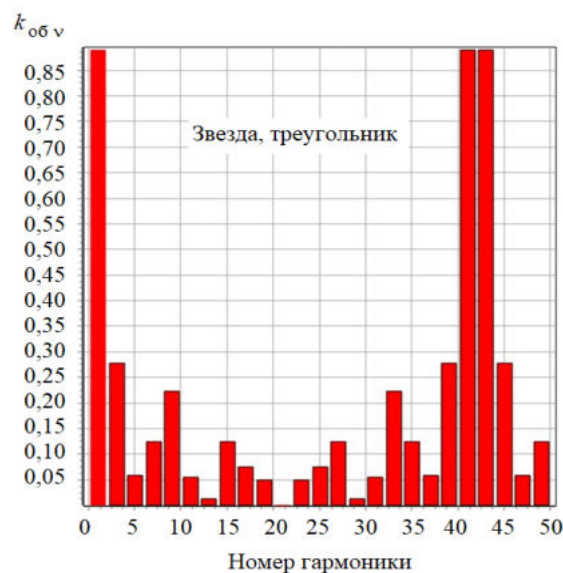


Рис. 4. Обмоточный коэффициент для гармонического состава МДС вариантов обмоток ТЭД

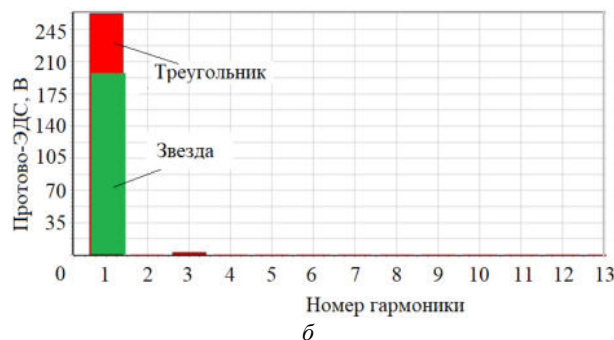


Рис. 5. Гармонический состав потокосцепления (а) и противоЭДС (б) вариантов обмоток ТЭД

Лишь сочетание спектров МДС статора и индуктора позволяет судить о совокупных потерях в стальных участках электрической машины, которые определяются как частотой, так и амплитудой индукции отдельных составляющих результирующего спектра. В этом смысле можно утверждать, что совместное действие гармонических составляющих МДС индуктора и статорной обмотки влияет и на уровень пульсаций электромагнитного момента, что в итоге также приводит к снижению КПД. В рассматриваемой конструкции пульсация момента для ТЭД с обмоткой «звезда» составляет 2,2%, а с обмоткой «треугольник» – 1,7%.

Заключение

Решения, предложенные авторами для конструкции ТЭД ТС в совокупности с адаптивными алгоритмами векторного управления «максимальный момент на ампер» («maximum torque per

ampere» – МТРА) [13–19], позволяют получить КПД до 96% в широком диапазоне регулирования скорости ТЭД при пульсации электромагнитного момента, не превышающего 1,8% от максимального значения. Согласно рис. 6, в ТЭД с обмоткой статора, выполненной по схеме «треугольник», площадь зон с повышенными значениями КПД на диаграмме КПД выше относительно ТЭД с обмоткой типа «звезда» в основном за счет выигрыша в омических потерях обмотки. В соответствии с рис. 7, в цикле движения Common ARTEMIS Driving Cycles CADC [19–21] (езда по городу, сельской местности и езда по магистральной дороге при 150 км/ч) температура обмотки ТЭД не превышает значения 165 °С, что повышает надежность электропривода ТС. Масса ТЭД с рубашкой охлаждения составляет 100 кг. При реализации указанного ездового цикла удельные показатели ТЭД составляют 1,16 кг/кВт.

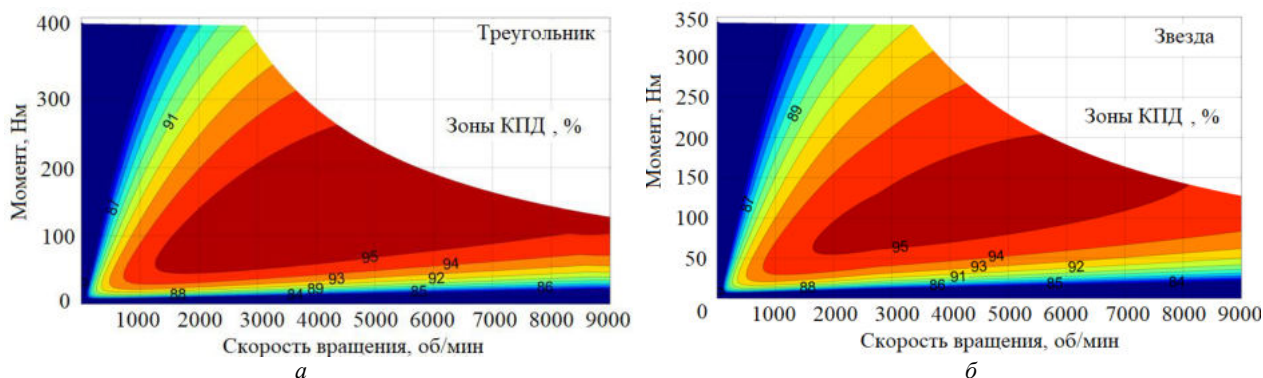


Рис. 6. Диаграммы КПД ТЭД в цикле движения CADC для различных схем соединения обмоток: а – «треугольник»; б – «звезда»

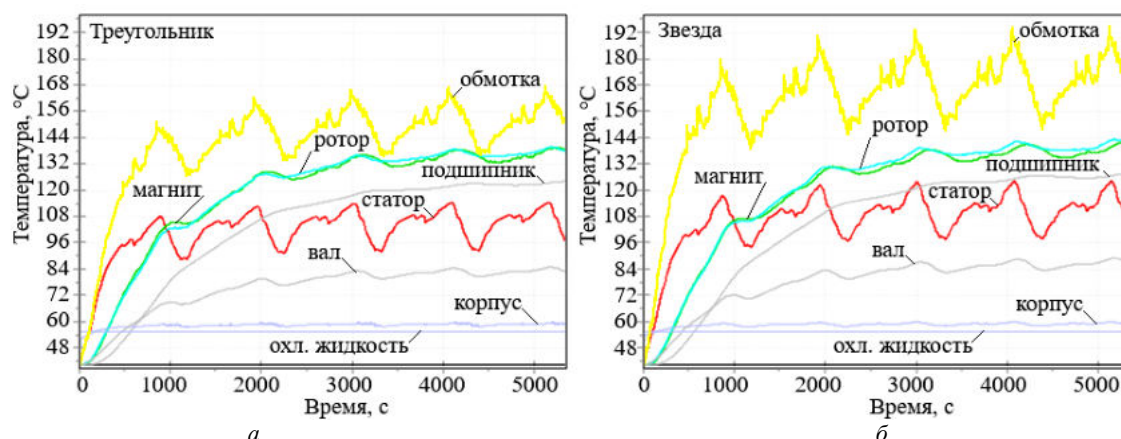


Рис. 7. Температура различных частей ТЭД в цикле движения CADC для различных схем соединения обмоток: а – «треугольник»; б – «звезда»

Литература

1. Гарганеев А.Г. Оценка механической характеристики тягового электродвигателя электробуса на основе электрической машины с постоянными магнитами / А.Г. Гарганеев, Д.Ф. Федоров, Д.Н. Кирильчик // Электротеплотехника. – 2022. – № 3. – С. 49–55.
2. Колесников С.В. Надежность изоляции статорных обмоток частотно-управляемых электродвигателей / С.В. Колесников, А.П. Леонов // Электротехнические и

информационные комплексы и системы. – 2022. – Т. 18, № 1. – С. 33–62.

3. Sullivan C.R. Cost-Constrained Selection of Strand Wire and Number in a Litz-Wire Transformer Winding// IEEE Transactions on Power Electronics. – 2001. – Vol. 16, No. 2. – P. 281–288.

4. Sullivan C.R. Simplified Design Method for Litz Wire / C.R. Sullivan, R.Y. Zhang // IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC). – Fort Worth, Texas, USA: IEEE, 2014. – P. 2667–2674.

5. Гурский А.С. Анализ тяговых электродвигателей электромобилей / А.С. Гурский, Е.Л. Савич // Изобретатель. – 2022. – № 1-2. – С. 4–14.

6. Тяговый электропривод для электромобилей [Электронный ресурс]. – URL: https://momentum.ru/projects/innovatsionnye_razrabotki/tyagovyy_elektroprivod_dlya_elektromobiley/, свободный (дата обращения: 4.10.2024).

7. Мощинский Ю.А. Преимущества и недостатки совмещенной обмотки «славянка» / Ю.А. Мощинский, Е.М. Соколова // Электричество. – 2018. – № 11. – С. 23–31.

8. Патент 176753 U1 РФ. H02K3/28. Обмотка энергоэффективного асинхронного двигателя / Р.А. Афлетонов и др. (РФ). № 2017109563, заявл. 21.03.2017; опубл. 29.01.2018. Бюл. № 4. – 4 с.

9. Патент 193578 U1 РФ. H02K3/28. Энергоэффективная обмотка синхронной машины / В.Ю. Корнилов и др. (РФ). № 2018143770, заявл. 10.09.2018; опубл. 06.11.2019. Бюл. № 31. – 4 с.

10. Жерве Г.К. Обмотки машин переменного тока. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 400 с.

11. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. – Л.: Энергия, 1968. – 732 с.

12. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 168 с.

13. Пат. 231850 U1 РФ, МПК H02K 21/14; 3/28; 1/276. Тяговый электродвигатель транспортного средства / А.Г. Гарганеев, Д.Ф. Федоров, А.И. Ибрагим, А.В. Коптырев, Д.И. Ульянов (РФ). – № 2024131441; заявл. 19.10.24; опубл. 13.02.25, Бюл. № 5. – 5 с.

14. Гарганеев А.Г. Модифицированный алгоритм реализации метода «максимальный момент на ампер» для синхронного двигателя / А.Г. Гарганеев, А.И. Ибрагим, Д.И. Ульянов // Известия Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2026. – Т. 337, № 1. – С. 66–75.

15. Пат. 2854987 РФ, МПК H02P 21/22 21/06. Способ векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами и устройство для его осуществления / А.Г. Гарганеев, А.И. Ибрагим, Д.И. Ульянов (РФ). – № 2025117151; заявл. 21.06.2025; опубл. 22.01.26. Бюл. № 3. – 10 с.

16. Wang K. Direct Voltage MTPA Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor / K. Wang, G. Zhang, L. Xu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2024. – Vol. 39, No. 2. – P. 1567–1578.

17. Naik A.B. Realisation of Adaptive Hysteresis Current Controller for Performance Improvement of Vector Control Based IPMSM Drive System / A.B. Naik, S. Choudhury, S.K. Panda // International Journal of Emerging Electric Power Systems. – 2018. – Vol. 19, No. 3. – Art. 20180019.

18. Mohammed S.A.Q. Improved Adaptive Iterative Learning Current Control Approach for IPMSM Drives / S.A.Q. Mohammed, K.B. Lee // Journal of Power Electronics. – 2023. – Vol. 23, No. 2. – P. 284–295.

19. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2024685162. Программное обеспечение для корректировки коэффициента регулятора тока электродвигателя при различных напряжениях в звене постоянного тока автономного инвертора / А.Г. Гарганеев, А.И. Ибрагим, Д.И. Ульянов. – Заявка № 2024684751. Дата поступления: 21 октября 2024 г.

20. Колин А.А. Обзор ездовых циклов автотранспорта высокой грузоподъемности / А.А. Колин, П.С. Рогов // Транспортные системы. – 2023. – № 2 (28). – С. 11–16.

21. Cycle parameters [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.dieselnet.com/standards>, свободный (дата обращения: 13.04.2026).

Гарганеев Александр Георгиевич

Д-р техн. наук, проф. Инженерной школы энергетики (ИШЭ) Томского национального исследовательского политехнического университета (НИ ТПУ) Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 19-56
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Ибрагим Ахмед Ибрагим

Канд. техн. наук, с.н.с. научно-исследовательского центра АО «Муромский машиностроительный завод» Академический пр-т, 8/8, г. Томск, Россия, 634055
Тел.: +7 (382-2) 90-45-15
Эл. почта: eng.power870@gmail.com

Ульянов Дмитрий Игоревич

Аспирант ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 19-56
Эл. почта: dmitry.ulyanov2801@vk.com

Федоров Данила Федорович

Ассистент ИШЭ НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77, доп. 19-56
Эл. почта: danil-ihp@yandex.ru

Поступила в редакцию: 23.03.2026.

Принята к публикации: 06.05.2026.

Garganeev A.G., Ibrahim A.I., Ulyanov D.I., Fedorov D.F.
Improving the Energy Efficiency of Vehicle Traction Electric Motors

Relevance. Improving electromechanical systems of vehicles.

Purpose. Search for ways to increase the energy efficiency of traction electric motors (TEM) of vehicles. **Methods.** Comparative analysis, experiment, modeling. **Novelty.** An analysis of the operating conditions of a TEM as part of an electromechanical system consisting of a traction battery, an autonomous voltage inverter, and the TEM itself is conducted. The design features of the stator windings and inductor-tooth zones of asynchronous and synchronous electric machines are described, as well as features of the spectral analysis of the magnetomotive forces of the stator windings. **Results.** The proposed traction motor (TM) solutions, combined with adaptive vector control algorithms, enabled high efficiency across a wide TM speed control range with low electromagnetic torque pulsations. **Practical significance.** A proprietary TM design with increased efficiency across a wide speed range has been proposed. The authors' technical solutions can be used in the design of traction motors.

Keywords: vehicle, traction motor, inverter, winding, efficiency, speed, permanent magnet, harmonics, temperature.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-178-184

References

1. Garganeev A.G., Fedorov D.F., Kirilchik D.N. [Mechanical performance evaluation traction electric motor of electric bus based on electric machine with permanent magnets]. *Elektropitanie*, 2022, no. 3, pp. 49–55 (in Russ).

2. Kolesnikov S.V., Leonov A.P. [Reliability problems of frequency-controlled electric motors]. *Electrical and data processing facilities and systems*, 2022, vol. 18, no. 1, pp. 33–62 (in Russ).

3. Sullivan C. R. Cost-Constrained Selection of Strand Wire and Number in a Litz-Wire Transformer Winding. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, vol. 16, no. 2, pp. 281–288.
4. Sullivan C. R., Zhang R. Y. Simplified Design Method for Litz-Wire. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 2014, pp. 2667–2674.
5. Gursky A.S., Savich E.L. [Analysis of traction electric motors of electric vehicles]. *Izobretatel*, 2022, no. 1-2, pp. 4–14 (in Russ).
6. Tyagovyy elektropriwod dlya elektromobiley. [Electric traction drive for electric vehicles] (in Russ.). Available at: https://momentum.ru/projects/innovatsionnye_razrabotki/, free (accessed: 10 April 4 2024).
7. Moshchinsky Yu.A. Sokolova E.M. [Advantages and disadvantages of the combined winding «Slavyanka»]. *Elektrichestvo*, 2018, no. 11, pp. 23–31 (in Russ).
8. Afletonov R.A. et al. *Obmotka energoeffektivnogo asinkhronnogo dvigatelya* [Winding of an energy-efficient asynchronous motor]. Patent RF no. 176753, 2018.
9. Kornilov V.Yu. et al. *Energoeffektivnaya obmotka sinkhronnoy mashiny* [Energy-efficient winding of a synchronous machine]. Patent RF no. 193578, 2019.
10. Zherve G.K. *Obmotki mashin peremennogo toka* [Windings of AC Machines]. L., Energoatomizdat, 1988, 400 p. (in Russ).
11. Shuysky V.P. *Raschet elektricheskikh mashin* [Calculation of Electrical Machines]. L., Energia, 1968, 732 p. (in Russ).
12. Ledovsky A.N. *Elektricheskie mashiny s vysokokoertsitivnymi postoyannymi magnitami* [Electrical Machines with High-Coercive Permanent Magnets]. M., Energoatomizdat, 1985, 168 p. (in Russ).
13. Garganeev A.G., Fedorov D.F., Ibrahim A.I., Koptev A.V., Ulyanov D.I. *Tyagovyy elektrodvigatel transportnogo sredstva* [Vehicle traction electric motor]. Patent RF, no. 231850, 2025.
14. Garganeev A.G., Ibrahim A.I., Ulyanov D.I. [Modified algorithm for implementing the «maximum torque per ampere» method for a synchronous motor]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2025, vol. 337, no. 1, pp. 66–75 (in Russ).
15. Garganeev A.G., Ibrahim A.I., Ulyanov D.I. *Sposob vektornogo upravleniya sinkhronnym dvigatelem s postoyannymi magnitami i ustroystvo dlya ego realizatsii* [Method for vector control of a synchronous motor with permanent magnets and device for implementing it]. Patent RF, no. 2854987, 2026 (in Russ).
16. Wang K., Zhang G., Xu L. Direct Voltage MTPA Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, vol. 39, no. 2, pp. 1567–1578.
17. Naik A.B., Choudhur S., Panda S.K. Realization of Adaptive Hysteresis Current Controller for Performance Improvement of Vector Control Based IPMSM Drive System. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 2018, vol. 19, no. 3, art. 20180019.
18. Mohammed S.A.Q., Lee K.B. Improved Adaptive Iterative Learning Current Control Approach for IPMSM Drives. *Journal of Power Electronics*, 2023, vol. 23, no. 2, pp. 284–295.
19. Garganeev A.G., Ibrahim A.M., Ulyanov D.I. *Programmnoe obespechenie dlya korrektyrovki koeffitsienta regulatora toka elektrodvigatelya pri razlichnykh napryazheniyakh v zvene postoyannogo toka avtonomnogo invertora* [Software for adjusting the coefficient of the electric motor current regulator at different voltages in the DC link of an autonomous inverter]. Certificate of state registration of computer program No. 2024685162 in the Russian Federation, 2024. Appl. no. 2024684751, registered: 21 October 2024 (in Russ).
20. Kolin A.A., Rogov P.S. *Obzor yezdovykh tsiklov avtotransporta vysokoy gruzopod'yemnosti* [Review of driving cycles of heavy-duty vehicles]. *Transportnye sistemy*, 2023, no. 2 (28), pp. 11–16 (in Russ).
21. Cycle parameters [Electronic resource]. URL: <http://www.dieselnet.com/standards>, free (accessed: 13 April 2026).

Alexander G. Garganeev

Doctor of Engineering Sciences, Professor, School of Power Engineering, Tomsk National Research University (NR TPU) 30 Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-17-77, ext. 1956
Email: garganeev@rambler.ru

Ibrahim A. Ibrahim

Candidate of Engineering Sciences, Senior Researcher, Research Center at Murom Machine-Building Plant 8/8, Akademicheskoy Ave., Tomsk, Russia, 634055
Phone: +7 (382-2) 90-45-15
Email: eng.power870@gmail.com

Dmitry I. Ulyanov

Graduate Student, School of Energy Engineering, NR TPU 30 Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-17-77, ext. 19-56
Email: dmitry.ulyanov2801@vk.com

Danila F. Fedorov

Assistant Professor, School of Power Engineering, NR TPU 30 Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-17-77, ext. 19-56
Email: danil-ihp@yandex.ru

Received: 23.03.2026.

Accepted: 06.05.2026.

УДК 621.314.1

Шифр специальности ВАК: 2.4.1

Е.С. Полынцев, А.И. Бартенев, И.Ю. Кодорова, А.А. Аксёнов, В.А. Кагадей

Высокоплотный DC-DC-преобразователь на основе силовых GaN-микросборок для применения в автономных системах электропитания

Актуальность. Автономные системы электропитания аппаратуры космических аппаратов и беспилотных летательных аппаратов нуждаются в импульсных вторичных источниках питания, характеризующихся повышенной плотностью мощности. Рост плотности мощности может быть достигнут путем повышения КПД и снижения габаритов электронных компонентов DC-DC-преобразователей. Применение силовых GaN-транзисторов и микросборок на их основе открывает новые перспективы к росту частоты преобразования, и как следствие снижению габаритов и росту плотности мощности DC-DC-преобразователей. **Цель исследования.** Создание и экспериментальное исследование высокоплотного прямоходового DC-DC-преобразователя с активным клампом и синхронным выпрямителем на основе силовых GaN-микросборок, который предназначен для применения в автономных системах электропитания. **Методы.** Проведено моделирование DC-DC-преобразователя в LTspice. С использованием современного измерительного оборудования верифицирован макет DC-DC-преобразователя. **Научная новизна.** Впервые представлено техническое решение прямоходового высокочастотного DC-DC-преобразователя с активным клампом на основе силовых GaN-микросборок, применение которых позволило повысить плотность мощности. **Результаты.** Выполнена настройка режима работы DC-DC-преобразователя с выходным напряжением 12 В, в результате которой достигнута его стабильная работа на частоте 800 кГц в диапазоне входного напряжения 18–36 В при мощности нагрузки до 72 Вт. Во всем диапазоне входного напряжения КПД превышал 90%. Созданный DC-DC-преобразователь имел плотность мощности 4,77 кВт/дм³. Выполнено сравнение достигнутых параметров DC-DC-преобразователя с серийно выпускаемыми аналогами на основе кремниевых силовых приборов и аналогами на основе силовых нитрид галлиевых приборов, представленными в научных публикациях. **Практическая значимость.** Применение созданного высокоплотного DC-DC преобразователя в автономных системах питания радиотехнической аппаратуры космических аппаратов и беспилотных летательных аппаратов позволит увеличить их плотность мощности.

Ключевые слова: GaN, прямоходовой преобразователь, высокоплотный DC-DC-преобразователь, высокочастотный DC-DC-преобразователь, силовые GaN-микросборки, плотность мощности, удельная мощность.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-185-192

Введение

Современные автономные системы электропитания радиотехнической аппаратуры космических аппаратов (КА) и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) предъявляют жесткие требования к миниатюризации и энергоэффективности импульсных источников питания (ИИП) [1, 2]. Рост плотности мощности ИИП может быть достигнут за счет увеличения коэффициента полезного действия (КПД) и, как следствие, выходной мощности, а также за счет увеличения рабочей частоты, что позволяет снизить габариты пассивных фильтрующих компонентов, а также силового трансформатора. Долгие годы одновременное увеличение КПД и рабочей частоты было невозможно из-за низкой скорости переключения кремниевых силовых приборов, в которых рост частоты неизменно сопровождался ростом динамических потерь и снижением КПД [3, 4]. Появление нового типа силовых приборов на основе GaN способствует преодолению этого барьера и позволяет создавать ИИП, работающие на частотах более 500 кГц с КПД более 90%, что открывает возможности для роста их удельной плотности мощности [4, 5].

Силовые гетероструктурные GaN-транзисторы с высокой подвижностью электронов, по сравнению с кремниевыми полевыми транзисторами, обладают рекордно низким сопротивлением открытого канала при малой емкости затвора, что позволяет им пере-

ключаться за время, измеряемое единицами наносекунд [6]. Как следствие, такие транзисторы могут быть использованы в ИИП, работающих на частотах до единиц мегагерц с повышенным КПД [7, 8].

В научных публикациях описаны технические решения, позволяющие создать низковольтные гальванически изолированные однотактные DC-DC GaN-преобразователи с активным клампом [9–12]. Применение активного клампа в однотактных DC-DC-преобразователях на основе GaN является наиболее перспективным и эффективным решением для ограничения коммутационных перенапряжений, возникающих между стоком и истоком силового транзистора при его закрытии, особенно при высоких рабочих частотах, так как он не приводит к снижению КПД [12]. Обратноходовые DC-DC-преобразователи с активным клампом, описанные в работах [9, 10], имели рабочую частоту более 1 МГц при КПД более 85%. Прямоходовой DC-DC-преобразователь с активным клампом и синхронным выпрямителем, описанный в работе [12], имел рабочую частоту до 200 кГц и КПД до 90%.

Ранее в работах [13, 14] нами была описана концепция и представлены результаты моделирования силовых GaN-микросборок (МСБ) на основе керамических плат с переходными металлизированными отверстиями, которые позволяют снизить тепловое

сопротивление и обеспечивают низкую паразитную индуктивность силового контура GaN-транзистора. Применение МСБ открывает новые перспективы для построения высокоплотных ИИП. В работе [15] представлены результаты разработки и моделирования высокочастотного прямоходового DC-DC-преобразователя с активным клампом и синхронным выпрямителем на основе МСБ. В качестве ШИМ-контроллера использовался LM5025. В составе МСБ полумоста в первичной части применялись GaN-транзисторы EPC2052, а в составе МСБ синхронного выпрямителя – EPC2016C.

Управление синхронным выпрямителем было реализовано от отдельных обмоток трансформатора, с помощью самоуправляемой схемы на основе дискретных *n*-MOSFET, что позволило отказаться от применения специализированного SR-контроллера во вторичной части (ввиду отсутствия доступных решений с рабочей частотой 1 МГц и совместимых с GaN-транзисторами по напряжению). Трансформатор был реализован по планарной технологии на основе ферритового сердечника типоразмера ELP18 из материала PC200. По результатам моделирования преобразователь имел рабочую частоту 1 МГц, выходное напряжение 12 В, диапазон входного напряжения 18–36 В, выходную мощность 72 Вт.

Целью настоящей работы являлось создание и экспериментальное исследование высокоплотного прямоходового DC-DC-преобразователя с активным клампом и синхронным выпрямителем на основе МСБ, который предназначен для применения в автономных системах электропитания радиотехнической аппаратуры КА и БПЛА, а также сравнение его с аналогами на основе Si полупроводниковых приборов, выпускаемыми серийно, и аналогами на основе GaN-приборов, описанными в литературе.

Материалы и методы исследований

Методика моделирования DC-DC-преобразователя. Моделирование прямоходового DC-DC-преобразователя с активным клампом и синхронным выпрямителем выполнялось в среде моделирования электронных схем LTspice. Моделирование выполнялось во временной области до выхода на установившийся режим. На рис. 1 представлена имитационная модель DC-DC-преобразователя [15]. Для моделирования использовались верифицированные модели силовых GaN-транзисторов EPC2052 (в первичной части) и EPC2016C (во вторичной части). Планарный трансформатор имел соотношение витков 3:4 и значение $Al = 1300$ нГн/виток².

Моделирование выполнялось на частоте 800 кГц. В ходе моделирования были получены осциллограммы напряжений в контрольных точках DC-DC-преобразователя, к которым относились: SW – средняя точка полумоста на основе транзисторов VT1 и VT2 в первичной части преобразователя; SR1 – сток транзистора синхронного выпрямителя VT3; SR2 – сток транзистора синхронного выпрямителя VT4; LOAD – напряжение на нагрузке. Все контрольные точки отмечены на рис. 1. На основе осциллограмм токов и напряжений в данных контрольных точках выполнялся анализ режима работы DC-DC-преобразователя и оценивался его КПД.

Методика изготовления силовых GaN-микросборок. Изготовление МСБ выполнялось в три этапа.

На первом этапе методом лазерной абляции формировалась электрическая разводка с двух сторон заготовки, а в обратной стороне платы формировались глухие переходные отверстия. Далее на металлизацию платы наносилось финишное покрытие типа иммерсионное никель-золото (ENIG).

На втором этапе выполнялась металлизация переходных отверстий с использованием медного микрофиллера и серебросодержащей паяльной пасты WNB-217 с температурой плавления 217 °С. Контроль качества заполнения отверстий осуществлялся с помощью рентгеновской томографии. На третьем этапе осуществлялся монтаж чип-компонентов на лицевую поверхность керамической платы.

Методика изготовления макета DC-DC преобразователя. Сборка макета DC-DC-преобразователя выполнялась по стандартной технологии поверхностного монтажа компонентов на печатные платы. Сборка макета осуществлялась вручную. Пайка осуществлялась в четыре этапа. На первом этапе монтировались чип-компоненты, расположенные на лицевой стороне печатной платы преобразователя. На втором этапе монтировались чип-компоненты, расположенные на обратной стороне печатной платы преобразователя.

На третьем этапе осуществлялась пайка МСБ и радиаторов. На четвертом этапе выполнялся монтаж планарного трансформатора. Пайка электронных компонентов осуществлялась с использованием серебросодержащей паяльной пасты INDIUM NC-SMQ92J (Sn_{0,62}/Pb_{0,36}/Ag_{0,02}, тип 3) с температурой плавления 179 °С. Паяльная паста наносилась на печатную плату с помощью ручного дозатора.

Методика экспериментального исследования DC-DC-преобразователя заключалась в измерении напряжения в его контрольных точках в ходе его работы в стационарном состоянии, а также в расчете его КПД при различном входном напряжении. На рис. 2 представлена принципиальная схема измерений осциллограмм напряжений в контрольных точках макета DC-DC-преобразователя.

Питание DC-DC-преобразователя осуществлялось от лабораторного источника-измерителя GW Instek GPP-74323; в качестве электронной нагрузки использовалась Rigol DL3031A; в качестве осциллографа – Rigol MSO8064. Измерение входного и выходного напряжения DC-DC-преобразователя осуществлялось методом Кельвина для исключения влияния падения напряжения на силовых кабелях. КПД оценивался как отношение выходной мощности преобразователя к потребляемой.

Измерения проводились при номинальной мощности нагрузки 72 Вт и при номинальном выходном напряжении 12 В.

Контроль температуры составных частей макета DC-DC-преобразователя в стационарном состоянии производился с помощью ИК-тепловизора testo 875i через 17 мин после подачи питания. Температура окружающей среды составляла 23°.

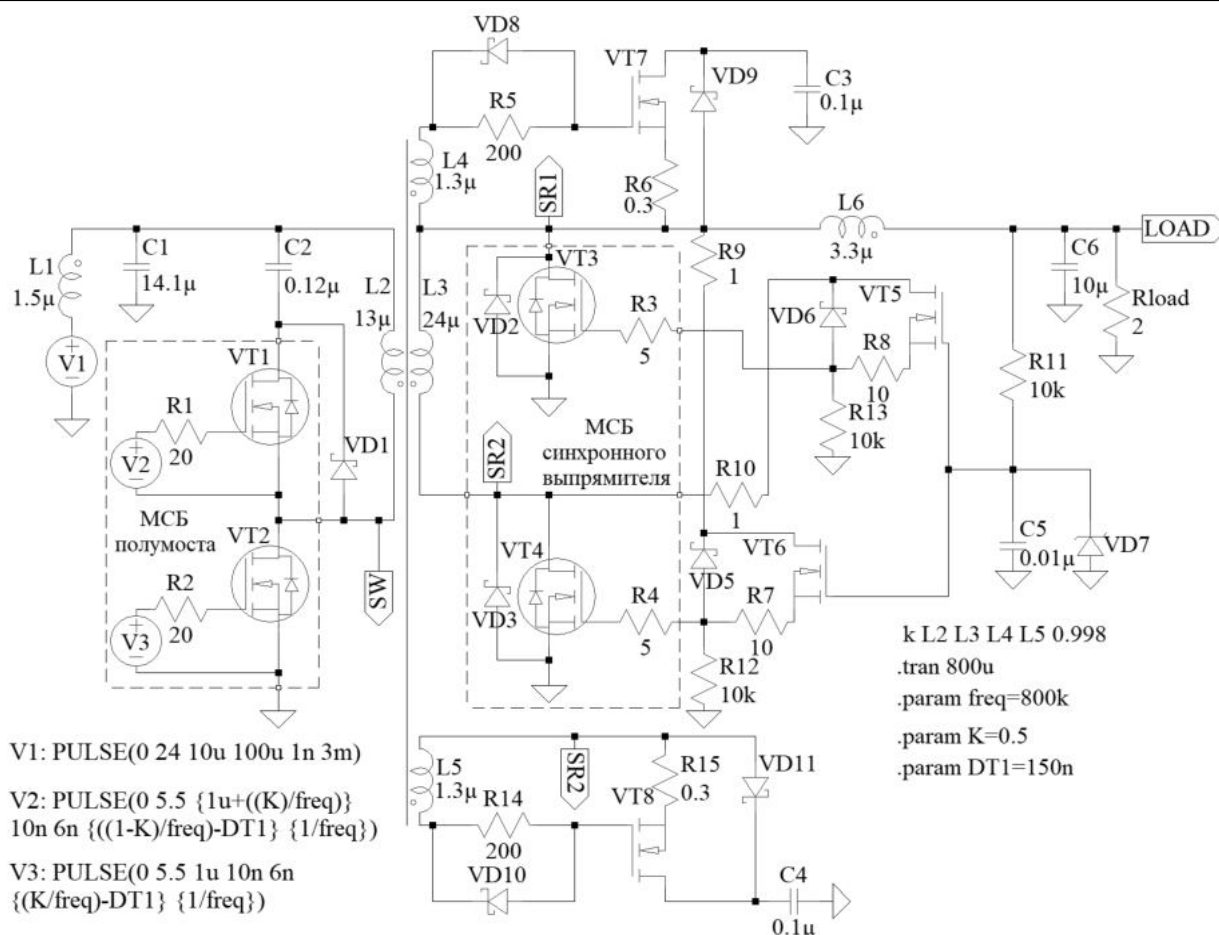


Рис. 1. Имитационная модель DC-DC-преобразователя в LTspice

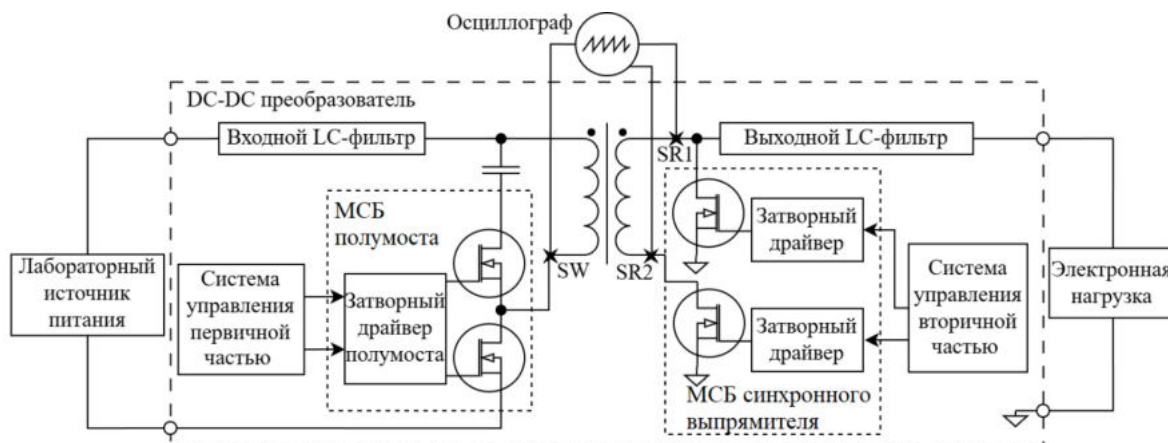


Рис. 2. Схема, использованная для измерения параметров DC-DC-преобразователя

Результаты

На рис. 3 представлен внешний вид макета высокоплотного DC-DC-преобразователя, который на данном этапе имел бескорпусное исполнение.

Разработанный макет DC-DC-преобразователя имел максимальную толщину 7 мм без учета радиаторов, а с учетом радиаторов 9,2 мм.

Масса макета в бескорпусном исполнении составила 22 г. При дальнейшей упаковке в металлический корпус предполагается, что его размер составит не более 58×29×9 мм, объем 15,1 см³.

В результате настройки макета DC-DC-преобразователя была достигнута его стабильная работа с выходным напряжением 12 В на частоте 800 кГц при мощности нагрузки 72 Вт во всем диапазоне входного напряжения.

В ходе работы DC-DC-преобразователя его пульсации выходного напряжения не превышали 60 мВ.

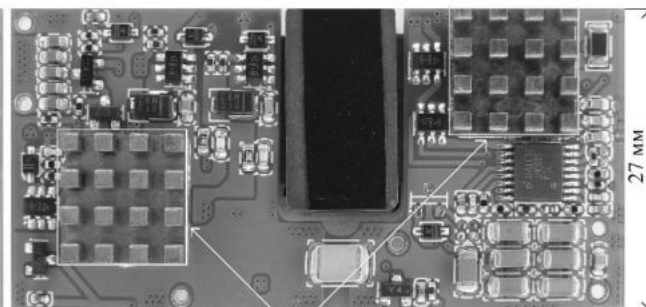
На рис. 4 представлены осциллограммы в контрольных точках DC-DC-преобразователя в ходе его работы в стационарном режиме при входном напряжении 24 В и мощности нагрузки 72 Вт, полученные в результате моделирования и экспериментальных измерений.

Силовая GaN микросборка полумоста



Силовая GaN микросборка синхронного выпрямителя

56 мм



Теплоотвод от силовых GaN микросборок

27 мм

Рис. 3. Внешний вид макета высокоплотного DC-DC-преобразователя на основе силовых GaN-микросборок

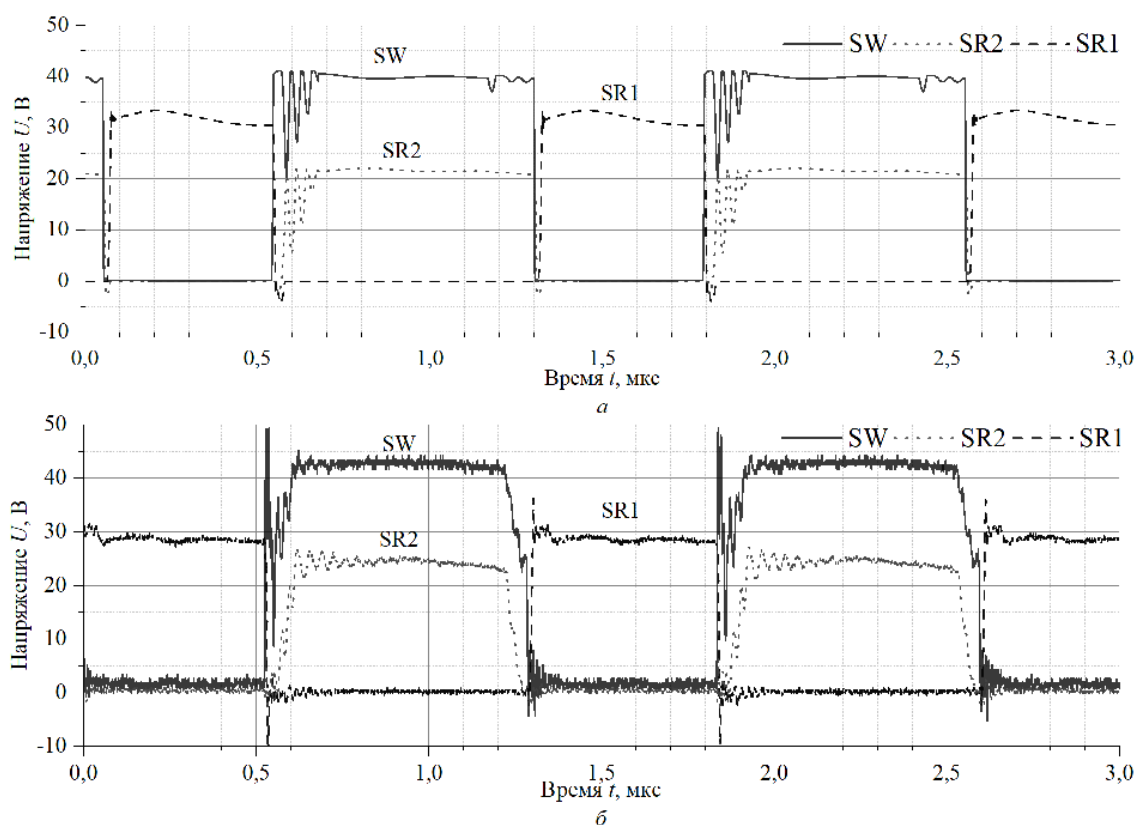


Рис. 4. Осциллограммы напряжений в контрольных точках SW, SR1, SR2 DC-DC-преобразователя в ходе его работы в стационарном режиме при выходной мощности 72 Вт и входном напряжении 24 В:

а – осциллограммы, полученные в ходе моделирования; б – осциллограммы, полученные экспериментально

Следует отметить, что по сравнению с предварительными результатами моделирования [15], где рабочая частота составляла 1 МГц, при изготовлении и отладке физического макета частота преобразования была снижена до 800 кГц. Данное решение обусловлено необходимостью компенсации влияния паразитной индуктивности печатной платы, которые приводили к нестабильной работе схемы активного клаппа и локальному перегреву ключей.

Из рис. 4 видно, что осциллограммы, полученные в результате моделирования, по форме и амплитуде согласовывались с результатами измерений.

Из рис. 4, б видно, что в первичной части преобразователя в контрольной точке SW сигнал имел пря-

моугольную форму, что свидетельствовало об эффективной работе активного клаппа. В момент между закрытием основного транзистора прямоходового преобразователя VT2 и открытием транзистора активного клаппа VT1 на средней точке микросборки наблюдались колебания напряжения амплитудой до 50 В, которые обусловлены низкой индуктивностью рассеяния первичной обмотки трансформатора. Однако после открытия транзистора активного клаппа VT1 напряжение стабилизировалось на уровне 43 В. Во вторичной части преобразователя также наблюдались прямоугольные импульсы. При открытии транзистора VT3 в контуре синхронного выпрямителя SR1 возникал выброс напряжения амплитудой до

37 В, после чего напряжение в контуре стабилизировалось на уровне 29 В за счет работы активного снаббера на основе VT7 и C3. В контуре SR2 напряжение не превышало 27 В.

С помощью ИК-тепловизора были измерены температуры основных компонентов DC-DC-преобразователя в нормальных климатических условиях лаборатории 23° при номинальном входном напряжении и максимальной выходной мощности. ИК-термограммы представлены на рис. 5. Самым термонагруженным компонентом являлся кристалл транзистора VT2, его температура достигала 120°. Транзистор VT1 имел температуру 109°, транзисторы VT3 и VT4 – около 88°, феррит планарного трансформатора – 80°. Радиаторы микросборок имели температуру 80 и 66°, для первичной и вторичной частей соответственно.

По результатам измерений КПД макета DC-DC-преобразователя была получена его зависимость от входного напряжения, представленная на рис. 6. Максимальный КПД DC-DC-преобразователя величиной 91,7% был достигнут при входном напряжении 18 В. С ростом входного напряжения КПД DC-DC-преобразователя снижался и достиг минимального значе-

ния 90% при напряжении 35,3 В. Полученная величина КПД и характер зависимости отличаются от полученных в [15], так как имитационная spice-модель не учитывала потери в ферромагнетиках, паразитные индуктивности печатной платы и нагрев электронных компонентов в ходе работы.

Разработанный макет DC-DC-преобразователя имел не вполне оптимальную топологию разводки печатной платы в первичной части, из-за чего потери и как следствие рабочая температура ключа VT2 были высоки. В дальнейшем, при оптимизации топологии печатной платы потери в первичной части преобразователя могут быть снижены.

Сравнение с аналогами

В таблице приведено сравнение параметров макета GaN DC-DC-преобразователя с близкими аналогами, описанными в научной литературе. Из данных, приведенных в таблице, видно, что разработанный макет DC-DC-преобразователя демонстрирует наиболее высокую частоту преобразования среди аналогов с прямоходовой схмотехникой. Достигнутый КПД при этом находится на среднем уровне, характерном для преобразователей подобного класса.

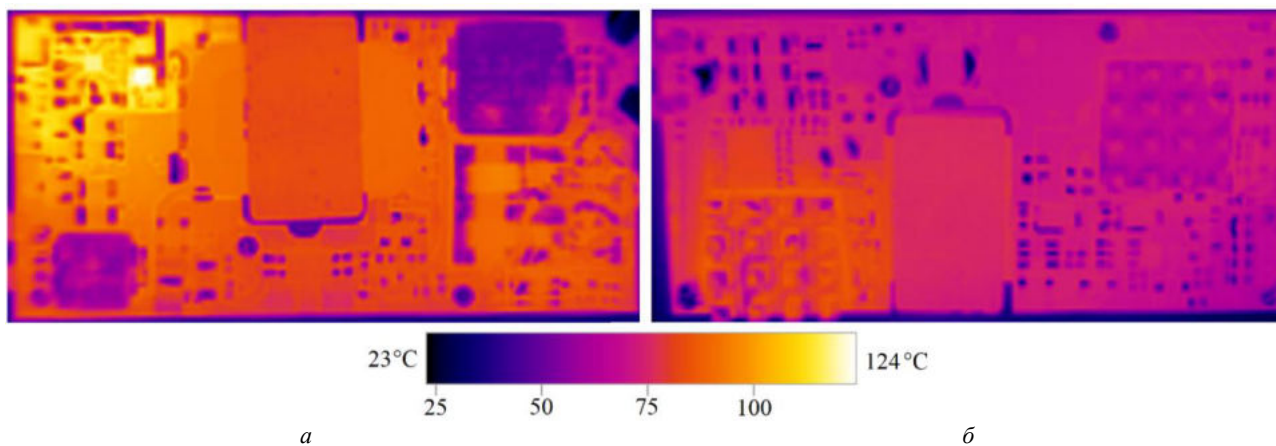


Рис. 5. ИК-термограммы, характеризующие распределение температуры в DC-DC-преобразователе: а – вид со стороны силовых GaN-микросборок; б – вид со стороны радиаторов

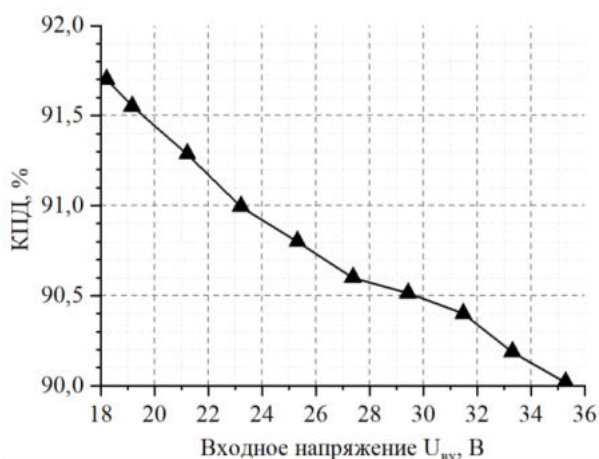


Рис. 6. Зависимость измеренного КПД макета DC-DC-преобразователя от входного напряжения

При дальнейшем корпусировании макета разработанного DC-DC-преобразователя, его объем составил бы 15,1 см³. При максимальной мощности нагрузки 72 Вт, удельная плотность мощности DC-DC-преобразователя на единицу объема достигала 4,77 кВт/дм³. Это на 20% больше по сравнению с близким серийно выпускаемым кремниевым аналогом URB2412LD-60WR3 производства «Morsun», который имел выходную мощность 60 Вт, максимальный КПД 93%, габариты 5,08×2,54×1,18 см и плотность мощности 3,95 кВт/дм³. В сравнении с близким отечественным серийно выпускаемым аналогом МДМ75-1Ш12 с выходной мощностью 75 Вт, типовым КПД до 87%, габаритами 5,75×3,32×1,02 см и плотностью мощности 3,84 кВт/дм³ разработанный DC-DC-преобразователь имеет преимущество в плотности мощности порядка 24%.

Сравнение макета GaN DC-DC-преобразователя с близкими аналогами, описанными в научной литературе

Авторский коллектив и год публикации	Тип преобразователя	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходная мощность, Вт	Частота преобразования, МГц	Максимальный КПД, %
Virginia Tech [9]	Обратноходовой с активным клампом	~110	19,5	65	1,2	92,8
SUIT [10]	Обратноходовой с активным клампом и синхронным выпрямителем	23–47	5	30	1,0	85,93
Gazi University [11]	Прямоходовой с активным клампом	18–50	15	200	0,5	96
Thales Alenia Space [12]	Прямоходовой с активным клампом и синхронным выпрямителем	100	5, +/-18	52	0,2	90
Данная работа	Прямоходовой с активным клампом и синхронным выпрямителем	18–36	12	72	0,8	91,7

Заключение

Таким образом, созданный и экспериментально исследованный макет высокоплотного прямоходового DC-DC-преобразователя с активным клампом и синхронным выпрямителем на основе МСБ существенно превосходит описанные в литературе схемотехнические аналоги на основе силовых GaN-транзисторов по частоте преобразования. По сравнению с близкими серийными аналогами на основе кремния, разработанный высокоплотный DC-DC-преобразователь превосходит отечественный аналог по КПД на 4%, а по плотности мощности на 24%. Достигнутые характеристики преобразователя позволяют сделать вывод о перспективности его применения в составе автономных систем электропитания радиотехнической аппаратуры космических аппаратов и беспилотных летательных аппаратов.

Литература

1. Projecting power converter specific power through 2050 for aerospace applications / C. Hall, C.L. Pastra, A. Burrell, J. Gladin, D.N. Mavris // 2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). – Anaheim, California: IEEE, 2022. – P. 760–765.
2. Development of a high power density drive system for unmanned aerial vehicles / M. Schiestl, F. Marcolini, M. Incurvati, F.G. Capponi, R. Stärz, F. Caricchi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 36. – No. 3. – P. 3159–3171.
3. Беспалов В. Нитрид галлия: новый подход для эффективного преобразования электроэнергии / В. Беспалов, В. Егоркин, М. Журавлев // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2022. – Вып. 3. – С. 150–157.
4. Review and outlook on GaN and SiC power devices: Industrial state-of-the-art, applications, and perspectives / M. Buffolo, D. Favero, A. Marcuzzi, C. De Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni, M. Meneghini // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2024. – Vol. 71, No. 3. – P. 1344–1355.
5. Исследование ионной имплантации азота через слой нитрида кремния для межприборной изоляции силовых GaN/Si-транзисторов / В.И. Егоркин, С.В. Оболенский, В.Е. Земляков, А.А. Зайцев, В.И. Гармаш // Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47, № 18. – С. 15–17.
6. A review of high-speed GaN power modules: State of the art, challenges, and solutions / A.I. Emon, Mustafeez-ul-Hassan, A.B. Mirza, J. Kaplun, S.S. Vala, F. Luo // IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics. – 2022. – Vol. 11, No. 3. – P. 2707–2729.
7. High frequency, high efficiency, and high power density GaN-based LLC resonant converter: State-of-the-art and perspectives / S.A. Mortazavizadeh, S. Palazzo, A. Amendola, E. De Santis, D.D. Ruzza, G. Panariello, A. Sanseverino, F. Ve-

lardi, G. Busatto // Applied Sciences. – 2021. – Vol. 11, No. 23. – P. 11350.

8. Остриров В.Н. Опыт разработки источника питания бортовой сети на перспективной элементной базе / В.Н. Остриров, М.С. Яковенко, Д.В. Репецкий, К.В. Мильский, В.В. Краснов // Вестник МЭИ. – 2020. – № 4. – С. 113–121.

9. Design consideration of MHz active clamp flyback converter with GaN devices for low power adapter application / X. Huang, J. Feng, W. Du, F.C. Lee, Q. Li // 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – California, USA: IEEE, 2016. – P. 2334–2341.

10. Tong Q. Design of a synchronous rectifier flyback DC-DC converter using GaN FETs for commercial aerospace applications // 2020 IEEE 3rd International Conference on Electronics Technology (ICET). – Online: IEEE, 2020. – P. 308–313.

11. Bulut Ö. Design and loss analysis of a 200-W GaN based active clamp forward converter / Ö. Bulut, M.T. Aydemir // 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE). – Istanbul, Turkey: IEEE, 2018. – P. 97–100.

12. Maqueda M.G. High Efficiency GaN Based Resonant Reset Forward Converter with Synchronous Rectification for Space Applications / M.G. Maqueda, V. Svikovic // 2023 13th European Space Power Conference (ESPC). – Alicante, Spain: IEEE, 2023. – P. 1–8.

13. Design and Optimization of 100 V GaN Multi-chip Power Micromodule Based on AlN DBC Substrate / E.S. Polyntsev, I.Y. Kodorova, A.A. Aksenov, V.A. Kagadey // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic, Russia: IEEE, 2024. – P. 1180–1184.

14. Kodorova I.Y. Thermal Analysis of Packaging Solution for GaN Multi-chip Power Micromodule / I.Y. Kodorova, E.S. Polyntsev, V.A. Kagadey // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic, Russia: IEEE, 2024. – P. 1230–1233.

15. High Frequency 1 MHz 72 W Forward Converter with Active Clamp and Synchronous Rectifier Based on GaN Multichip Power Micromodules / E.S. Polyntsev, A.I. Bartenev, I.Y. Kodorova, A.A. Aksenov, V.A. Kagadey // 2025 IEEE 26th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – IEEE, 2025. – P. 790–795.

Полынцеv Егор Сергеевич

Мл. науч. сотр. ЛИОР каф. физической электроники (ФЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4368-8258
Тел.: +7 (382-2) 41-48-61
Эл. почта: e.polyntsev@gmail.com

Бартенев Александр Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ)

ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0009-0009-8521-8343

Тел.: +7-906-950-11-71

Эл. почта: san4ubas@mail.ru

Кодорова Ирина Юрьевна

Инженер-электроник, АО «НПП «Радар ммс»

ул. Высоцкого, 28, стр. 3, г. Томск, Россия, 634031

ORCID: 0009-0009-8521-8343

Тел.: +7 (382-2) 61-40-00

Эл. почта: irina_tusur@mail.ru

Аксёнов Андрей Александрович

Аспирант института сильноточной электроники СО РАН

пр. Академический, 2/3, г. Томск, Россия, 634055,

Тел.: +7-905-990-57-14

Эл. почта: aksenov@mail.tsu.ru

Кагадей Валерий Алексеевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. ФЭ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7 (382-2) 41-48-61,

Эл. почта: valerii.a.kagadei@tusur.ru

Поступила в редакцию: 07.04.2026.

Принята к публикации: 28.05.2026.

Polyntsev E.S., Bartenev A.I., Kodorova I.Y.,

Aksenov A.A., Kagadey V.A.

High power density DC-DC-converter based on GaN multi-chip power micromodule for autonomous power supply systems

Relevance. Autonomous power supply systems for spacecraft and unmanned aerial vehicles require switching mode power supplies characterized by increased power density. The increase in power density can be achieved by improving efficiency and reducing the size of electronic components in DC-DC-converters. The use of power GaN-transistors and micromodules based on them opens up new prospects for increasing the conversion frequency and, consequently, reducing the size and increasing the power density of DC-DC converters. **Purpose.** The development and experimental study of a high-power density forward DC-DC-converter with an active clamp and synchronous rectifier based on GaN multi-chip power micromodules, intended for use in autonomous power supply systems.

Methods. Simulation of the DC-DC-converter was performed using LTspice. The prototype of the DC-DC-converter was verified using modern measurement equipment. **Novelty.** A technical solution for a high-frequency forward DC-DC-converter with an active clamp based on power GaN multi-chip power micromodules is presented for the first time; their application allowed for an increase in the power density. **Results.** The operating mode of the DC-DC-converter with an output voltage of 12 V was tuned, achieving stable operation at a frequency of 800 kHz over an input voltage range of 18–36 V at a load power of up to 72 W. Over the entire input voltage range, the efficiency exceeded 90%. The developed DC-DC-converter achieved a power density of 4.77 kW/dm³. A comparison was made between the achieved parameters of the DC-DC-con-

verter and those of commercially available silicon-based counterparts, as well as GaN-based equivalents presented in scientific publications. **Practical significance.** The use of the developed high-density DC-DC-converter in autonomous power supply systems for radio equipment of spacecraft and unmanned aerial vehicles will increase their power density.

Keywords: GaN, forward converter, high power density DC-DC-converter, high-frequency DC-DC-converter, GaN multichip power micromodules, power density, specific power.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-1-185-192

References

1. Hall C., Pastra C.L., Burrell A., Gladin J., Mavris D.N. Projecting power converter specific power through 2050 for aerospace applications. 2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Anaheim, California, IEEE, 2022, pp. 760–765.
2. Schiestl M., Marcolini F., Incurvati M., Capponi F.G., Stärz R., Caricchi F. Development of a high power density drive system for unmanned aerial vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 36, no. 3, pp. 3159–3171.
3. Bepalov V., Egorkin V., Zhuravlev M. [Gallium nitride: a new approach for efficient power conversion]. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2022, no. 3, pp. 150–157 (in Russ.).
4. Buffolo M., Favero D., Marcuzzi A., De Santi C., Meneghesso G., Zanoni E., Meneghini M. Review and outlook on GaN and SiC power devices: Industrial state-of-the-art, applications, and perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2024, vol. 71, no. 3, p. 1344–1355.
5. Egorkin V.I., Obolenskiy S.V., Zemlyakov V.E., Zaytsev A.A., Garmash V.I. Study of nitrogen ion implantation through Si₃N₄ layer for GaN on Si power HEMTs isolation process. *Technical Physics Letters*, 2021, vol. 48, no. 13, pp. 6–8.
6. Emon A.I., Mustafeez-ul-Hassan, Mirza A.B., Kaplun J., Vala S.S., Luo F. A review of high-speed GaN power modules: State of the art, challenges, and solutions. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2022, vol. 11, no. 3, pp. 2707–2729.
7. Mortazavizadeh S.A., Palazzo S., Amendola A., De Santis E., Ruzza D.D., Panariello G., Sanseverino A., Velardi F., Busatto G. High frequency, high efficiency, and high power density GaN-based LLC resonant converter: State-of-the-art and perspectives. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no. 23, pp. 11350.
8. Ostrirov V.N., Yakovenko M.S., Repetsky D.V., Miskiy K.V., Krasnov V.V. [Experience in Development of an On-Board Electric System Power Supply Based on Advanced Electronic Components]. *Vestnik Moskovskogo Energeticheskogo Instituta*, 2020, no 4, pp. 113–121 (in Russ.).
9. Huang X., Feng J., Du W., Lee F.C., Li Q. Design consideration of MHz active clamp flyback converter with GaN devices for low power adapter application. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), California, USA: IEEE, 2016, pp. 2334–2341.
10. Tong Q. Design of a synchronous rectifier flyback DC-DC converter using GaN FETs for commercial aerospace applications. 2020 IEEE 3rd International Conference on Electronics Technology (ICET), Online: IEEE, 2020, pp. 308–313.
11. Bulut Ö., Aydemir M.T. Design and loss analysis of a 200-W GaN based active clamp forward converter. 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE), Istanbul, Turkey, IEEE, 2018, pp. 97–100.
12. Maqueda M.G., Svikovic V. High Efficiency GaN Based Resonant Reset Forward Converter with Synchronous Rectification for Space Applications. 2023 13th European

Space Power Conference (ESPC), Alicante, Spain, IEEE, 2023. – P. 1–8.

13. Polyntsev E.S., Kodorova I.Y., Aksenov A.A., Kagadey V.A. Design and Optimization of 100 V GaN Multi-chip Power Micromodule Based on AlN DBC Substrate. 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai Republic, Russia, IEEE, 2024, pp. 1180–1184.

14. Kodorova I.Y., Polyntsev E.S., Kagadey V.A. Thermal Analysis of Packaging Solution for GaN Multi-chip Power Micromodule. 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai Republic, Russia, IEEE, 2024, pp. 1230–1233.

15. Polyntsev E.S., Bartenev A.I., Kodorova I.Y., Aksenov A.A., Kagadey V.A. High Frequency 1 MHz 72 W Forward Converter with Active Clamp and Synchronous Rectifier Based on GaN Multichip Power Micromodules. 2025 IEEE 26th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai Republic, Russia IEEE, 2025, pp. 790–795.

Egor S. Polyntsev

Junior researcher, Department of Physical Electronics,
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4368-8258
Phone: +7 (382-2) 41-48-61
Email: e.polyntsev@gmail.com

Aleksandr I. Bartenev

Postgraduate student, Department of Industrial Electronics,
TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0009-8521-8343
Phone: +7-906-950-11-71
Email: san4ubas@mail.ru

Irina Y. Kodorova

Electronics engineer, Tomsk branch of JSC «Radar mms»
28/3, Vysotskogo St., Tomsk, Russia, 634031
ORCID: 0009-0009-8521-8343
Phone: +7 (382-2) 61-40-00
Email: irina_tusur@mail.ru

Andrey A. Aksenov

PhD student, Institute of High Current Electronics SB RAS
2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk, Russia, 634055
Phone: +7-905-990-57-14
Email: aksenov@mail.tsu.ru

Valery A. Kagadey

Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor,
Department of Physical Electronics, TUSUR
40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-48-61
Email: valerii.a.kagadei@tusur.ru

Received: 07.04.2026.

Accepted: 28.05.2026.

**Требования к подготовке статей,
представляемых в редакцию для публикации в журнале
«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»
(в требования и шаблон на сайте внесены дополнения и изменения от 01.04.2026)**

Статья в электронном виде, поданная ответственным автором по эл. почте на адрес редакции, автоматически является соглашением автора на выполнение всех требований редакции журнала к статье и ответственностью за ее содержание. Плата за публикацию статей не взимается, гонорар не выплачивается.

1. Электронные варианты статьи должны быть предоставлены в виде файлов в форматах не ниже версий MS Word 2007 и сохранённых как «Документ Word» и .pdf, названных русской фамилией первого автора по эл. почте на адрес редакции: journal@tusur.ru.

2. Объем статьи должен быть не менее 5 стр. (но не более 20 стр.), включая рисунки и таблицы, список литературы должен включать не менее 15 источников. Объем обзорной статьи – до 30 стр., включая рисунки и таблицы, список литературы – от 20 источников.

3. Статьи, поступившие в редакцию и соответствующие тематическим направлениям журнала, проверяются в системе «Антиплагиат». Оригинальность текста должна составлять не менее 80%. При выявлении многочисленных заимствований редакция действует в соответствии с правилами СОРЕ.

4. Статья должна иметь: УДК; шифр специальности ВАК, которому должно соответствовать содержание статьи, И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотацию от 50 до 300 слов; ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под заголовком «Литература» – не менее 15 п.; сведения об авторах в полном объеме, включая наименование и адрес места работы, ORCID (при наличии), номер тел., эл. адрес. Далее на англ. яз.: Ф.И.О., заглавие статьи, аннотация, ключевые слова, References, сведения об авторах.

5. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10-го кегля на страницах формата A4. Для облегчения форматирования прилагается шаблон статьи, размещенный на сайте: journal.tusur.ru.

6. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

7. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (MathType) программы Word (не конструктором!).

Набор простых формул в строке допускается в текстовой форме – $F(x_n, y_1)$. В формулах русские буквы, индексы-метки от слов ($f_{\text{нос}}$ – частота n -го опорного сигнала); греческие символы ($\theta, \omega, \beta, \alpha, \dots$); математические знаки (+, –, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры – всегда набираются прямым нежирным шрифтом.

Переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, названий программ, элементов, фирм и химических формул (const; summa; MatLab Simulink; Cisco Systems; Adobe Acrobat; элемент Keysight N5A3-90Hz; sign(...); $\log x(t_1)$; $\cos \theta$; H_2O ; LiNbO_3 и т.д.); TV_1 (транзистор); D_2 (детектор); $C_{1\dots n}$; $L_{1\dots m}$; $R_{1\dots k}$ – конденсаторы, катушки индуктивности, резисторы с переменными значениями емкости, индуктивности, сопротивления; $U_{\text{вых}}$, G_{sum} , $f_{\text{пч}}$ (сокращения – вых, sum, пч (промежут. частота) – это метки от слов: прямо, не курсив); T_z (где z – переменный параметр, курсив); λ_2 .

Векторные величины, буквенные обозначения матриц, множеств, графов – жирным, прямо, не курсив – $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{M}(f_{2n})$, $\boldsymbol{\beta}_x$ (где x, n, f – переменные параметры; цифровые индексы и числа – всегда не курсив, не жирным!).

Шаблоны для набора формул в редакторе MathType с заданными размерами для всех элементов размещены на сайте в шаблоне статьи.

8. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

9. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 43 дБ; 6,5 км/ч; $9,7 \times 10^{-5}$ А/см²; Т, град; 7 °С); 5% – без пробела). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

10. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка. Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и текстовые надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом; кривые, обозначенные цифрами на графиках, – курсивом, не жирным; переменные и параметры – так же, как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 1, ... в табл. 1).

Гиперссылки и вкладки в статьях не использовать!

11. Рисунки, иллюстрации и фотографии должны быть черно-белыми, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений. Для пояснительных подписей на рисунках используйте шрифт TNR. Размер изображения после масштабирования – 8 или 16,7 см по ширине при условии читаемости всех надписей, выполненных на русском языке не жирным, как основной текст, шрифтом TNR, после масштабирования размер надписей должен быть ~9 пт (на скриншотах может быть язык оригинала).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТам 7.1–2003, Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: для неперiodических изданий – Ф.И.О. автора, полное название работы, место издания, название изд-ва, год издания, кол-во стр.; для периодических изданий – Ф.И.О. автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, номера тома и страниц (см. примеры оформления библиографии на след. стр. и на сайте в шаблоне).

Рекомендуется чтобы не менее 50% публикаций, на которые есть ссылки в статье, были за последний 5-летний период.

Контактная информация

Адрес редакции: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
МК, каб. 310, тел. +7 (382-2) 70-15-82 (редакция),
+7 (382-2) 51-21-21 с 14:00 до 17:30 ч
(отв. за прием статей – Анна Михайловна Богдан)

Эл. почта: journal@tusur.ru



Правила и примеры оформления публикаций в списках лит-ры по ГОСТам
Ссылка дается на языке оригинальной публикации или издания

Внимание: перед названием публикации – И.О. – пишется после фамилии автора (Ф... И.О.), а после косой черты – перед (И.О. Ф...) (инициалы ИО от фамилии запятой не отделять, И.О. между собой – без пробела: Иванов И.И.)

Описание для периодики (журналы):

1) 1 авт., продолжающееся издание, т.е. журнал:

Ф. И.О. Назв. публ. // Название журнала. – Год. – Т. __, № __. – С. __.

1. Беляев Ю.К. Аналитические случайные процессы // Теория вероятностей и ее применение. – 2019. – Т. 4, № 4. – С. 437–459.

2) 2, 3 автора, журнал:

Первый автор (Ф. И.О.). Название статьи / авторы (И.О. Ф...), ..., ... // Названия ж-ла. – Год. – Т. __, № __. – С. __.

2. Андреев Ю.А. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания / Ю.А. Андреев, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50, № 5. – С. 585–594.

3) более 4 авторов, журнал:

Назв. статьи / авторы (И.О. Ф...), ..., ... // Название ж-ла. – Год. – Т. __, № __, Ч. __. – С. __.

3. Ultra-Wideband Source and Antenna Research / W.D. Prather, C.E. Baum, J.M. Lehr, J.P. O’Loughlin, S. Tyo, J.S. Schoenberg, R.J. Torres, T.C. Tran, D.W. Scholfield, J. Gaudet, J.W. Burger // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2000. – Vol. 28, No. 5. – P. 117–130.

4. Исследование способов увеличения направленности симметричных направленных ответвителей диапазона 2–20 ГГц / Г.Г. Гошин, А.В. Зорин, С.А. Подлиннов и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 5–7.

5. Инфекционная теория новообразований и нанобактерия (перспективы исследований) / Г.В. Смирнов, В.Т. Волков, С.М. Шихман, Д.А. Васин, В.А. Хон // Сибирский медицинский журнал (Иркутск). – 2003. – Т. 26. – С. 9–20.

Описание для книг:

1) 1 автор

Ф... И.О. (авт.) Название книги. – Город: Изд-во, год. – кол-во стр.

1. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. – 2-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск: Наука, 2019. – 118 с.

2. Balanis A.C. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed. – Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016. – 1104 p.

2) несколько авторов

1. Тихонов А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – 2-е изд. – М.: Наука, 2022. – 286 с.

2. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Котов. – Новосибирск: Наука, 2015. – 588 с.

или (более 3)

3. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, А.Б. Петров и др. – М.: Техносфера, 2022. – 200 с.

Описание для статей в сборнике:

1) 1 автор или более 2, 3, 4 авторов

Первый автор (Ф... И.О.). Название статьи / авторы (И.О. Ф...) // Название сб. – Город: Изд-во, год. – С. __–__.

1. Кон А.В. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ-устройств // Наука и практика: проекты – от идеи до внедрения: матер. VIII регион. конф.: в 2 ч. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. 2. – С. 146–152.

2. Elmansouri M.A. TEM horn inspired wideband antennas for diverse applications / M.A. Elmansouri, D.S. Filipovic // 2019 IEEE-APS Topical conference on Antennas and Propagation in wireless communications (APWC), 2019. – P. 016–019.

3. Васильев Е.П. Современные САПР СВЧ и их особенности / Е.П. Васильев, И.А. Ермолаев, И.М. Сомов // Современные технологии в науке и образовании (СТНО–2019): сб. трудов II Междунар. науч.-техн. форума: в 6 т. / под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019. – Т. 6. – С. 170–177.

4. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети / В.В. Круг, М.Т. Долгов, Р.Ю. Голунов и др. // Радиотехника и искусственный интеллект: сборник науч. статей. – М.: Наука, 2024. – С. 85–94.

Патенты, авторские св-ва и заявки

1. Пат. 124059 РФ, МПК Н 01 R 13/646. Диэлектрическая шайба / О.Ю. Мороз (РФ), Ф.А. Михов (РФ). – № 2 012 127 060 / 07; заявл. 27.06.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1. – 9 с.

2. Пат. 4 867 703 США, МПК Н 01 R 24/542. High temperature dielectric bead for coaxial connector / J.R. Flanagan (США), D.J. Critell (США). № 233 152; заявл. 17.08.1988; опубл. 19.09.1989. – 7 с.

3. А.с. 1765238 СССР, МКИ2 С 22 С 37/10. Износостойкий чутун / М.И. Карпенко (СССР). – № 4870354/02; заявл. 02.11.90; опубл. 30.09.92, Бюл. № 36. – 4 с.

4. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2012660373. TALGAT 2011 / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов и др. – Заявка № 2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

Электронные издания и сведения в публикациях из Интернета

1 автор или более 2, 3, 4 авторов –

так же, как в книгах, статьях в сборниках

1. Fuks R. New dielectric bead for millimeter-wave coaxial components // Microwave journal. – 2001 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/3205-new-dielectric-bead-for-millimeter-wave-coaxial-components> (дата обращения: 12.03.2025).

2. Clupper T. Cut-off frequency prediction for MMW coaxial interconnects / T. Clupper, Ch. Blair, J. Broomall // EDI CON online. – 2019 [Электронный ресурс]. – URL: https://edicononline.com/wpcontent/uploads/sites/6/2019/10/7_Cut-off-frequency-prediction-for-MMW-coaxial-interconnects-2.pdf (дата обращения: 12.03.2025).

3. Integrated ferrite film inductor for power system-on-chip (PowerSoC) smart phone applications / J. Lee, S. Bae, Y.K. Hong, J. Jalli, J. Park, G.S. Abo, G.B.C. Choi [Электронный ресурс]. – URL: https://static.chipdip.ru/lib/663/DOC/01166_3283.pdf, свободный (дата обращения: 11.12.2024).

4. Lithium Battery 72Ah. LT-spice model // Electronics Forum (Circuits, Projects and Microcontrollers) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.electro-tech-online.com/threads/lithium-battery-72ah-ltspice-model.159067>, свободный (дата обращения: 01.10.2024).

5. Vikramkumar. Bayes and naive bayes classifier / Vikramkumar, B. Vijaykumar et al. // arXiv e-prints. – 2014. – Art. no. arXiv:1404.0933. DOI:10.48550/arXiv.1404.0933.

