

ДОКЛАДЫ БГУИР

Том 24, № 2, 2026

Научный журнал выходит шесть раз в год

Учредитель

Учреждение образования «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

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

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| Гладинов А. Д., Бойправ О. В., Богуш В. А. Формирование и структура тонкопленочных покрытий Fe–Ni и Fe–Co для экранов электромагнитного излучения | 5 |
| Мордачев В. И., Синькевич Е. В., Свистунов А. С., Иванченко В. А. Безопасность излучений беспроводных систем 4G/5G для технических средств различного назначения.... | 14 |
| Дубовик И. А., Козлов С. В., Зайцев И. А., Кривицкий П. Д. Оценивание угловых координат радиолокатором с антенной решеткой на базе подрешеток с использованием искусственных нейронных сетей | 25 |
| Захаревич А. А., Ловшенко И. Ю. Влияние внеосевого освещения на оптимизацию технологического процесса проекционной фотолитографии с проектными нормами 250–350 нм | 37 |
| Olarewaju Peter Ayeoribe. Analysis of Adaptive Modulation and Coding Schemes in DVB-T2 Broadcasting Systems to Improve Signal Stability, Transmission Efficiency and Overall Quality of Service (Олареважу Питер Айеорибе. Анализ адаптивных схем модуляции и кодирования в системах вещания DVB-T2 для повышения устойчивости сигнала, эффективности передачи и общего качества обслуживания) | 46 |
| Воротницкий Ю. И., Румас Р. А. Усовершенствованная модель системы однонаправленной передачи данных | 55 |
| Григорьева Г. Г. Техническая система оценки двигательного потенциала детей..... | 62 |
| Субботенко О. Р., Вашкевич М. И. Аппаратная реализация двухслойной нейронной сети на базе FPGA: анализ эффективности применения функций активации ReLU и LeakyReLU. | 69 |
| Вишняков В. А. Локальная система интернета медицинских вещей для анализа медицинских изображений при мониторинге болезни Альцгеймера..... | 79 |
| Крез К. С., Шнейдеров Е. Н., Шиш П. А., Кондратенко Е. В. Сравнение методов оценки семантического сходства текстовых фрагментов..... | 85 |

**Главный редактор
Вадим Анатольевич Богуш,**

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

Редакционная коллегия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Ответственный секретарь Т. В. Мироненко

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

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

Индекс для индивидуальной подписки 00787, для ведомственной – 007872.

Подписано в печать 17.04.2026. Формат бумаги 60×84%. Бумага офисная. Отпечатано на ризографе. Гарнитура Таймс.
Усл. печ. л. 10,93. Уч.-изд. л 9,0. Тираж 72 экз. Заказ 51.

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

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

DOKLADY BGUIR

V. 24, No 2, 2026

The scientific journal is published 6 times a year

Founder

Educational Establishment “Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics”

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

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

CONTENTS

| | |
|--|----|
| Gladinov A., Boiprav O., Bogush V. Formation and Structure of Thin-Film Fe–Ni and Fe–Co Coatings for Electromagnetic Radiation Screens | 5 |
| Mordachev V., Sinkevich E., Svistunou A., Ivanchenko V. 4G/5G Wireless Systems Radiation Safety for Various Technical Equipment..... | 14 |
| Dubovik I., Kozlov S., Zaitsev I., Krivitsky P. Estimating Angular Coordinates of a Subarray Radar Using Artificial Neural Networks | 25 |
| Zakharevich A., Lovshenko I. The Impact of Off-Axis Illumination on the Optimization of the 250–350 nm Projection Photolithography Process | 37 |
| Olarewaju Peter Ayeoribe. Analysis of Adaptive Modulation and Coding Schemes in DVB-T2 Broadcasting Systems to Improve Signal Stability, Transmission Efficiency and Overall Quality of Service | 46 |
| Varatnitski Y., Rumas R. Improved Model of Unidirectional Data Transmission System..... | 55 |
| Grigorieva G. Technical System for Assessing Children’s Motor Potential | 62 |
| Subbotenko O., Vashkevich M. Hardware Implementation of a Two-Layer Neural Network Based on FPGA: Analysis of the Efficiency of Using ReLU and LeakyReLU Activation Functions | 69 |
| Vishniakou U. A Local Internet of Medical Things System for Medical Image Analysis in Alzheimer’s Disease Monitoring | 79 |
| Krez K., Shneiderov E., Shish P., Kondratenko E. Comparison of Methods for Assessing the Semantic Similarity of Text Fragments..... | 85 |

Editor-in-Chief

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

Editorial Board

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Responsible Secretary T. Mironenka

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

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

Index for individual subscription 00787, for departmental – 007872.

Signed for printing 17.04.2026. Format 60×84 ¼. Office paper. Printed on a risograph. Type face Times.

Ed.-pr. l. 10,93. Ed.-ed. l. 9,0. Edition 72 copies. Order 51.

Editorial address

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

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

Tel.: +375 17 293-88-41

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

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

6, P. Brovki St., 220013, Minsk



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-5-13>

УДК 539.216.2; 537.874

ФОРМИРОВАНИЕ И СТРУКТУРА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ПОКРЫТИЙ Fe–Ni И Fe–Co ДЛЯ ЭКРАНОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А. Д. ГЛАДИНОВ, О. В. БОЙПРАВ, В. А. БОГУШ

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

Аннотация. Исследованы элементный состав и структура покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co, сформированных электронно-лучевым испарением. Рассчитан азеотропный состав сплава Fe–Co. Показано, что сплав, содержащий 54 мас.% (~55 ат.%) Fe и 46 мас.% (~45 ат.%) Co, испаряется конгруэнтно. Установлено, что при скорости осаждения на подложки из полимерных материалов покрытия из указанных сплавов 5 нм/с и более поверхностный слой этих подложек разогревается до температуры выше 100 °С. Это приводит к деструкции поверхностного слоя полимера с выделением летучих составляющих и образованию рельефной поверхности покрытия. При скоростях осаждения покрытий от 0,5 до 1,0 нм/с температура подложек не превышает 50 °С, при этом снижается шероховатость поверхности покрытия и повышается его отражающая способность. Показано, что покрытия толщиной 150 нм из сплавов Fe₅₆Ni₄₄ и Fe₅₅Co₄₅ азеотропных составов, полученных при скорости нанесения 1,0 нм/с, имеют рентгеноаморфную (сплав системы Fe–Ni) или преимущественно аморфную (сплав системы Fe–Co) структуру. Исследован элементный состав покрытий и установлено, что в сплаве Fe–Ni отклонение в сторону уменьшения содержания железа в покрытии по отношению к азеотропному составу составило менее 5 %, а в сплаве Fe–Co – в сторону его увеличения – 18 %.

Ключевые слова: микроструктура, азеотропный состав, сплавы систем Fe–Ni и Fe–Co, тонкопленочный экран электромагнитного излучения, электронно-лучевое испарение.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гладинов, А. Д. Формирование и структура тонкопленочных покрытий Fe–Ni и Fe–Co для экранов электромагнитного излучения / А. Д. Гладинов, О. В. Бойправ, В. А. Богуш // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-5-13>.

FORMATION AND STRUCTURE OF THIN-FILM Fe–Ni AND Fe–Co COATINGS FOR ELECTROMAGNETIC RADIATION SCREENS

ANTON GLADINOV, OLGA BOIPRAV, VADIM BOGUSH

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

Abstract. The elemental composition and structure of coatings made of Fe–Ni and Fe–Co alloys, formed by electron beam evaporation, were investigated. The azeotropic composition of the Fe–Co alloy was calculated. It was shown that the alloy containing 54 wt.% (~55 at.%) Fe and 46 wt.% (~45 at.%) Co evaporates congruently. It was found that at a deposition rate of coatings made of the above alloys on substrates made of polymer materials of 5 nm/s or more, the surface layer of these substrates is heated to a temperature above 100 °C. This leads to the destruction of the surface layer of the polymer with the release of volatile components and the formation of a relief coating surface. At coating deposition rates from 0.5 to 1.0 nm/s, the substrate temperature does not exceed 50 °C, while the surface roughness of the coating decreases and its reflectivity increases. It was shown that 150 nm thick coatings of Fe₅₆Ni₄₄ and Fe₅₅Co₄₅ alloys with azeotropic compositions obtained at a deposition rate of 1.0 nm/s have an X-ray amorphous (Fe–Ni system alloy) or predominantly amorphous (Fe–Co system alloy)

structure. The elemental composition of the coatings was studied, and it was found that in the Fe–Ni alloy, the deviation towards a decrease in the iron content in the coating relative to the azeotropic one was less than 5 %, while in the Fe–Co alloy, the deviation towards an increase was 18 %.

Keywords: microstructure, azeotropic composition, Fe–Ni and Fe–Co alloys, thin-film electromagnetic radiation screen, electron-beam evaporation.

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

For citation. Gladinov A., Boiprav O., Bogush V. (2026) Formation and Structure of Thin-Film Fe–Ni and Fe–Co Coatings for Electromagnetic Radiation Screens. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-5-13> (in Russian).

Введение

Распространенными материалами с высокой магнитной проницаемостью, применяемыми для экранирования электромагнитного излучения (ЭМИ) низкой интенсивности, являются пермаллои. По составу пермаллои принято делить на низко- (40–50 мас.% Ni) и высоконикелевые (72–80 мас.% Ni) [1]. Основным показателем качества этих сплавов с точки зрения эффективности экранирования ЭМИ является величина относительной магнитной проницаемости [2, 3]. Зависимость магнитной проницаемости сплавов системы Fe–Ni от содержания никеля имеет два максимума: относительный и абсолютный. Область относительного максимума, ограниченная содержанием никеля от 40 до 50 мас.%, соответствует низконикелевому пермаллою, а область абсолютного максимума, ограниченная содержанием никеля от 72 до 80 мас.%, – высоконикелевому [4, 5]. Магнитные и электрические свойства пермаллоя напрямую зависят от его химического состава [6]. В [7] рассчитан азеотропный состав сплава системы Fe–Ni и показано, что элементный состав пленок, полученных методом электронно-лучевого испарения сплава Fe₅₅Ni₄₅ (мас.%), сохраняется, т. е. происходит его конгруэнтное испарение.

В связи с этим метод электронно-лучевого испарения в вакууме является одним из наиболее перспективных для формирования покрытий из магнитных материалов (Fe, Ni, Co и их сплавов) [8]. Он обладает возможностью нанесения многослойных, состоящих из магнитных и токопроводящих слоев, покрытий за один технологический цикл работы без нарушения вакуума в рабочей камере. Кроме того, при использовании исходных азеотропных сплавов метод электронно-лучевого испарения позволяет формировать покрытия с сохранением их элементного состава, что обеспечивает стабильность коэффициентов передачи и отражения экранов ЭМИ.

Сплавы с кобальтом также отличаются высокими значениями относительной магнитной проницаемости [9]. Однако влияние структурно-фазовых состояний покрытий из сплавов системы Fe–Co на их магнитные свойства еще недостаточно изучено.

Следует отметить, что микроструктура поверхности экрана ЭМИ, наряду с магнитной проницаемостью его компонентов, оказывает влияние на значения коэффициентов отражения и передачи ЭМИ [10, 11]. В связи с вышеизложенным, целью исследований являлись расчет азеотропного состава сплава системы Fe–Co, определение параметров формирования и изучение микроструктуры и свойств покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co для экранов ЭМИ.

Материалы и оборудование для проведения экспериментальных исследований

Для анализа фазового состава покрытий использовался стационарный рентгеновский порошковый тета-тета дифрактометр GNR Explorer. Длина волны λ излучения CuK α составляла 0,1540 нм. Топология поверхности покрытий исследовалась методом сканирующей электронной микроскопии на микроскопе Tescan MIRA 3. Микроструктура литых образцов изучалась на металлографическом комплексе Autoscan с компьютерным анализом структуры. Исследование элементного состава покрытий проводилось на сканирующем электронном микроскопе Hitachi SU3400 в режиме вторичных электронов с энергией 15 кэВ.

Для получения сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co азеотропных составов приготавливали навески из никеля марки Н0, кобальта марки К0 и из АРМКО-железа. Сплавы получали методом литья в печи с индукционным нагревом в тиглях из диоксида циркония в атмосфере аргона. Разливку проводили в атмосфере аргона в графитовые кокилы с получением заготовок образцов диаметрами 10–15 мм и длиной 80–100 мм.

Тонкопленочные покрытия наносили методом электронно-лучевого испарения с помощью модернизированной установки вакуумного напыления ВУ-1А. Режимы нанесения покрытий: остаточное давление в вакуумной камере $5 \cdot 10^{-2}$ Па, время нанесения 30–300 с, скорость осаждения покрытий 0,5–5,0 нм/с. Температура испарения систем Fe–Ni и Fe–Co составляла 1600–1800 °С. Покрытия наносили на подложки из полимерных материалов (поликарбоната, полиметилметакрилата (ПММА)), предметного стекла и монокристаллического кремния Si(111). Толщина исследуемых покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co составляла 150 нм.

Расчет сплава системы Fe–Co азеотропного состава

Расчет соотношения элементов в парах при нанесении слоев покрытий из сплавов системы Fe–Co проводили с использованием закона Рауля, поскольку, как и сплавы системы Fe–Ni, они представляют собой неограниченные твердые растворы [12]:

$$K_{A,B} = \frac{f_A \chi_A p_A}{f_B \chi_B p_B} \left(\frac{M_B}{M_A} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где $K_{A,B}$ – коэффициент испарения сплава; f_A, f_B – коэффициент активности компонентов A и B сплава соответственно; p_A, p_B – термодинамически равновесное давление паров компонентов A и B при температуре испарения; M_A, M_B, χ_A, χ_B – молекулярная масса и химическое количество компонентов A и B .

При испарении двухкомпонентных сплавов в соответствии с законом Рауля однородные по элементному составу пленки формируются только в тех случаях, когда $K_{A,B} \cong 1$. Зависимости давлений паров элементов Fe и Co от температуры приведены на рис. 1.

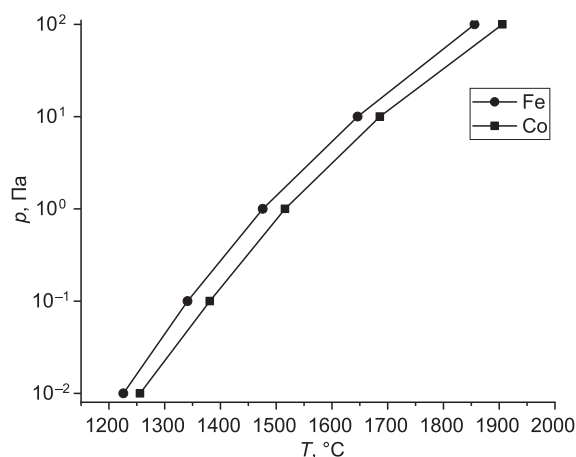


Рис. 1. Парциальные давления паров элементов Fe и Co при исследуемых температурах испарения
Fig. 1. Partial pressures of Fe and Co vapors at the evaporation temperatures studied

Диаграмма состояния системы Fe–Co представлена на рис. 2. Размеры радиусов элементов – $R_{Fe} = 0,1290$ нм и $R_{Co} = 0,1250$ нм. Следовательно, соотношение активностей Fe и Co при испарении сплавов системы Fe–Co будет равно

$$\frac{f_{Fe}}{f_{Co}} = \left(\frac{R_{Fe}}{R_{Co}} \right)^3 = \left(\frac{0,1290}{0,1250} \right)^3 = 1,099. \quad (2)$$

Необходимая скорость нанесения покрытий систем Fe–Co толщиной до 300 нм обеспечивается при давлении паров Fe и Co в пределах от 1 до 20 Па. Согласно рис. 2, температуры испарения сплавов системы Fe–Co должны находиться в диапазоне 1480–1580 °С. Среднее значение давления паров Fe в данном температурном диапазоне составляет 13 Па, а паров Co – 12 Па. Массы атомов элементов Fe и Co равны 55,85 и 58,93 а. е. м. соответственно. Подставляя все найденные значения в (1) для системы Fe–Co, получаем:

$$1,099 \cdot \left(\frac{13}{12}\right) \cdot \left(\frac{58,93}{55,85}\right)^{\frac{1}{2}} = 1,22x_{Co} = x_{Fe}. \quad (3)$$

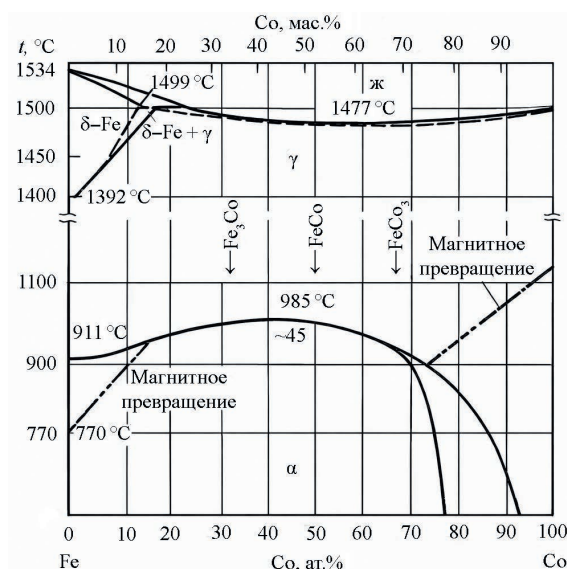


Рис. 2. Фрагмент двойной диаграммы состояния системы Fe–Co
Fig. 2. Fragment of the binary phase diagram of the Fe–Co system alloy

Из условия $x_{Fe} + x_{Co} = 1$ находим, что $x_{Fe} = 0,550$, $x_{Co} = 0,450$. Таким образом, согласно проведенному расчету, азеотропным в системе Fe–Co является сплав, содержащий 54 мас.% (~55 ат.%) Fe и 46 мас.% (~45 ат.%) Co.

Результаты исследований и их обсуждение

Микроструктуры в сечении вдоль оси литого образца сплава системы Fe–Ni представлены на рис. 3. Кристаллизация расплава начинается у поверхности его раздела с кокилем. При этом формируется столбчатая структура с размерами кристаллитов до 500 мкм (рис. 3, *b*). Затем формируется зона равновесных округлых кристаллитов с размерами до 200 мкм (рис. 3, *c*). Одинаковый внешний вид всех зерен свидетельствует о том, что структура однофазная и представляет собой твердый раствор никеля в железе.

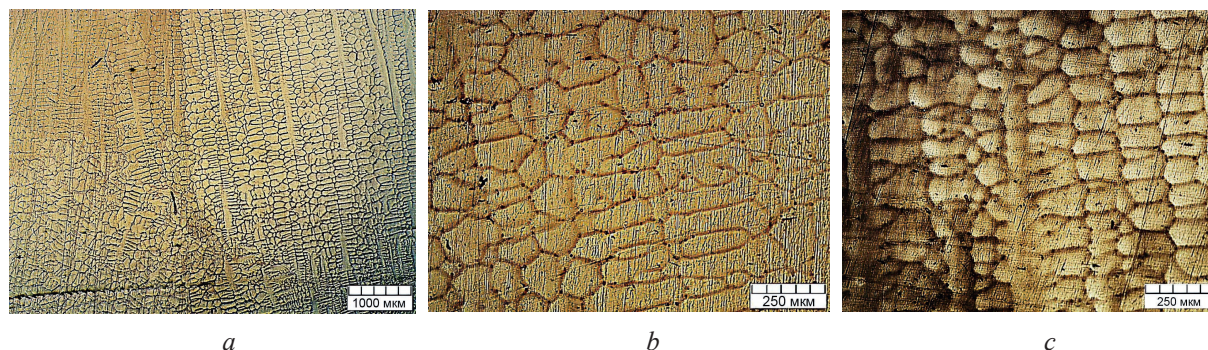


Рис. 3. Микроструктура литого образца сплава системы Fe–Ni: *a* – центральная зона образца; *b* – столбчатая структура вблизи поверхности; *c* – равновесная структура вблизи оси
Fig. 3. Microstructure of a cast Fe–Ni system alloy sample: *a* – central zone of the sample; *b* – columnar structure near the surface; *c* – equilibrium structure near the axis

Режимы нанесения пленок сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co на подложки оказывают влияние на формирование их структуры и, следовательно, на их относительную магнитную проницаемость. В связи с этим осаждение пленок сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co электронно-лучевым испарением проводили со скоростями 0,5; 1,0; 2,0 и 5,0 нм/с.

Микрорельефы поверхностей покрытий из сплава Fe–Ni толщиной 150 нм, осажденных с различными скоростями на подложки из поликарбоната, приведены на рис. 4.

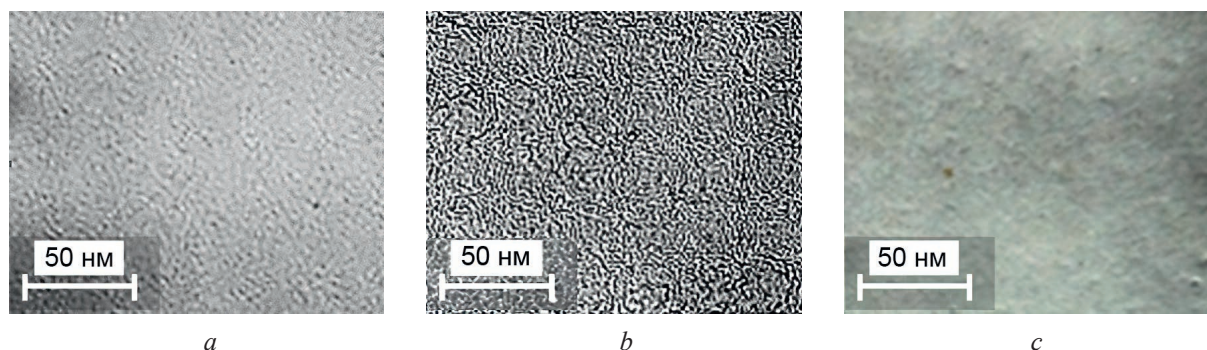


Рис. 4. Структуры покрытий из сплава системы Fe–Ni, полученных при различных скоростях осаждения, нм/с: *a* – 1,0; *b* – 2,0; *c* – 5,0
Fig. 4. Structures of Fe–Ni system alloy coatings obtained at different deposition rates, nm/s: *a* – 1.0; *b* – 2.0; *c* – 5.0

Установлено, что при скоростях осаждения покрытий 5 нм/с и более на подложки из полимерных материалов поверхностный слой подложек разогревается до температуры выше 100 °С. Это приводит к деструкции поверхностного слоя полимера с выделением летучих составляющих и образованию рельефной поверхности покрытия с бугорками сферической формы (рис. 4, *c*) [13]. При уменьшении скорости нанесения до 2 нм/с формируются пленки со сглаженным рельефом поверхности (рис. 4, *b*), однако температура подложки при этом остается достаточно высокой (~70 °С). При скоростях осаждения покрытий от 0,5 до 1,0 нм/с температура подложек не превышает 50 °С, при этом шероховатость поверхности покрытия снижается, что приводит к повышению его отражающей способности в видимом диапазоне длин волн (рис. 4, *a*). Таким образом, для получения воспроизводимых результатов скорость нанесения покрытий сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co не должна превышать 1,0–1,5 нм/с.

Дифрактограммы покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co, полученных при скорости их нанесения 1,0 нм/с, приведены на рис. 5.

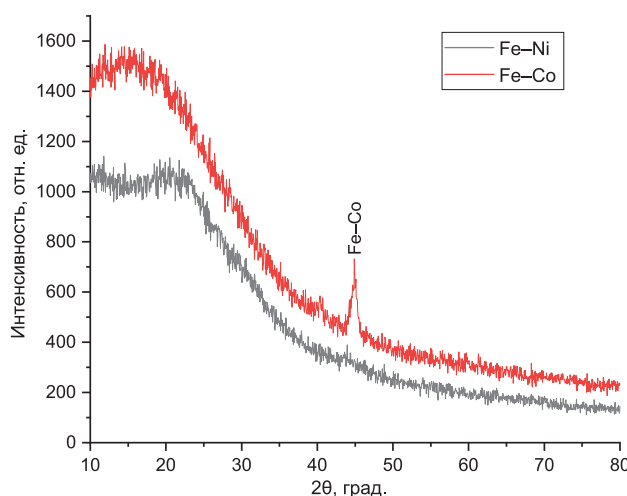


Рис. 5. Рентгеновская дифрактограмма покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co, сформированных на подложках из предметного стекла
Fig. 5. X-ray diffraction pattern of Fe–Ni and Fe–Co alloy coatings formed on glass slide substrates

Поскольку отдельные дифракционные пики от межплоскостных расстояний кристаллов железа и никеля на дифрактограмме покрытия системы Fe–Ni отсутствуют, можно утверждать, что данное покрытие является рентгеноаморфным. На дифрактограмме покрытия системы Fe–Co (рис. 5) присутствует четкий пик, свидетельствующий об образовании при осаждении покрытия соединения FeCo. Результаты рентгенофазового анализа покрытия из сплава системы Fe–Co представлены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты рентгенофазового анализа покрытия из сплава системы Fe–Co
Table 1. Results of X-ray phase analysis of a coating made of Fe–Co system alloy

| Pos. [°2 θ .] | Height [cts] | d-spacing [Å] | Rel. Int. [%] | Tip Width | Chemical Formula |
|----------------------|--------------|---------------|---------------|-----------|------------------|
| 44,9856 | 253,97 | 2,01350 | 100,00 | 0,7200 | FeCo |

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при принятых режимах нанесения формируются покрытия, имеющие рентгеноаморфную (сплав системы Fe–Ni) или преимущественно аморфную (сплав системы Fe–Co) структуру. Эффективность тонкопленочных экранов ЭМИ определяется прежде всего относительной магнитной проницаемостью покрытий, а у аморфных магнитных материалов она на два-три порядка выше, чем у поликристаллических, и может достигать значений до 10^5 .

Результаты масс-спектрального анализа элементного состава покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co представлены на рис. 6.

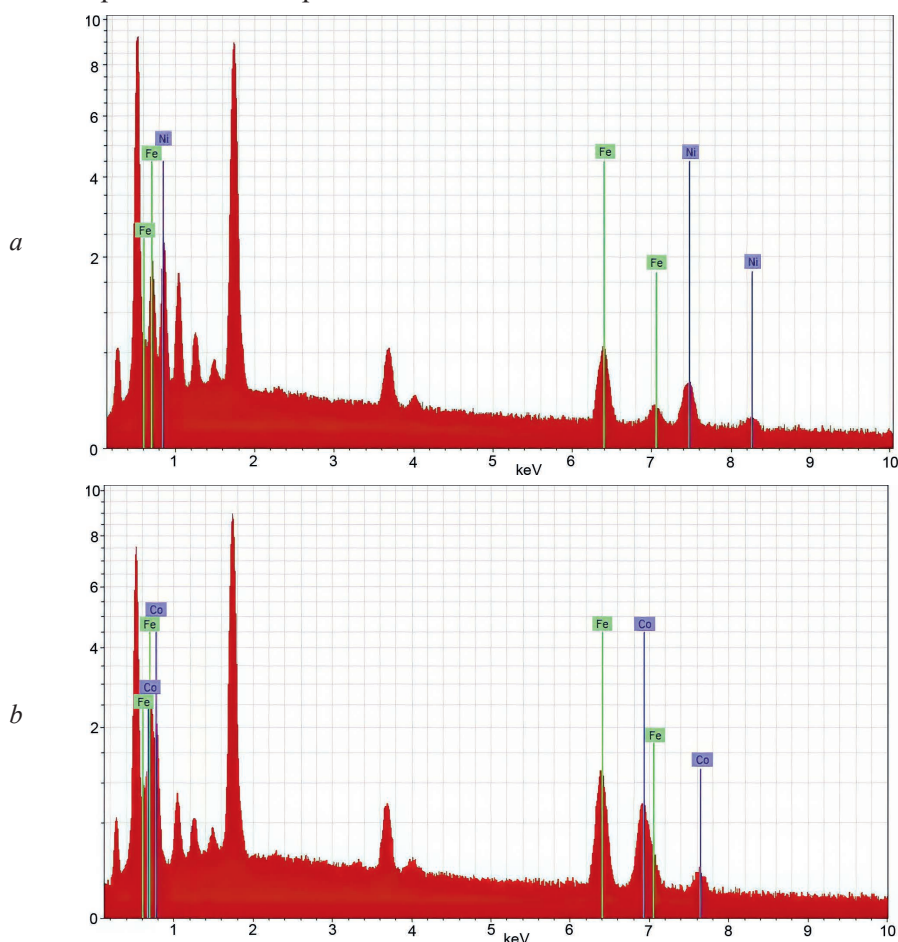


Рис. 6. Энергодисперсионные рентгеновские спектры покрытий из сплавов систем Fe–Ni (a) и Fe–Co (b) на подложках из предметного стекла
Fig. 6. Energy-dispersive X-ray spectra of coatings made from Fe–Ni (a) and Fe–Co (b) alloys on glass slide substrates

Результаты исследований элементного состава покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co толщиной 150 нм, полученных при скорости осаждения 1,0 нм/с, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Стехиометрия состава покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co на подложках из предметного стекла

Table 2. Stoichiometry of the composition of coatings of Fe–Ni and Fe–Co alloys on glass slide substrates

| Система | Fe, ат. % | Ni, ат. % | Co, ат. % | Fe/Ni | Fe/Co |
|---------|-----------|-----------|-----------|-------|-------|
| Fe–Ni | 55,96 | 44,04 | – | 1,27 | – |
| Fe–Co | 59,13 | – | 40,87 | – | 1,446 |

В испаряемом электронно-лучевым методом сплаве $\text{Fe}_{56}\text{Ni}_{44}$ азеотропного состава расчетное соотношение атомов железа и никеля составляло 1,325. Экспериментально определенное отношение атомов железа к атомам никеля в покрытии $\text{Fe}/\text{Ni} = 1,27$. В рассчитанном сплаве системы Fe–Co азеотропного состава соотношение атомов железа и кобальта составляло 1,22. Экспериментально определенное отношение атомов железа к атомам кобальта в покрытии – $\text{Fe}/\text{Co} = 1,446$. В первом случае отклонение в сторону снижения содержания железа в покрытии составило менее 5 %, во втором – в сторону его увеличения – 18 %. Поскольку на элементный состав покрытия кроме давления паров элементов оказывают влияние и другие технологические параметры процесса осаждения (в частности, давление остаточной атмосферы в камере установки, расстояние от тигля до подложки и др.), полученные результаты можно считать удовлетворительными.

Значения S_{11} в диапазоне частот 2–17 ГГц экранов с покрытиями из сплава системы Fe–Ni изменяются в пределах от (–0,9) до (–8,5) дБ, а экранов с покрытиями из сплава системы Fe–Co – от (–0,1) до (–3,7) дБ (рис. 7, а). Система Fe–Co, по сравнению с Fe–Ni, обладает более чем в два раза большим значением S_{11} в исследуемом диапазоне частот ЭМИ, что связано со структурно-фазовыми состояниями покрытий.

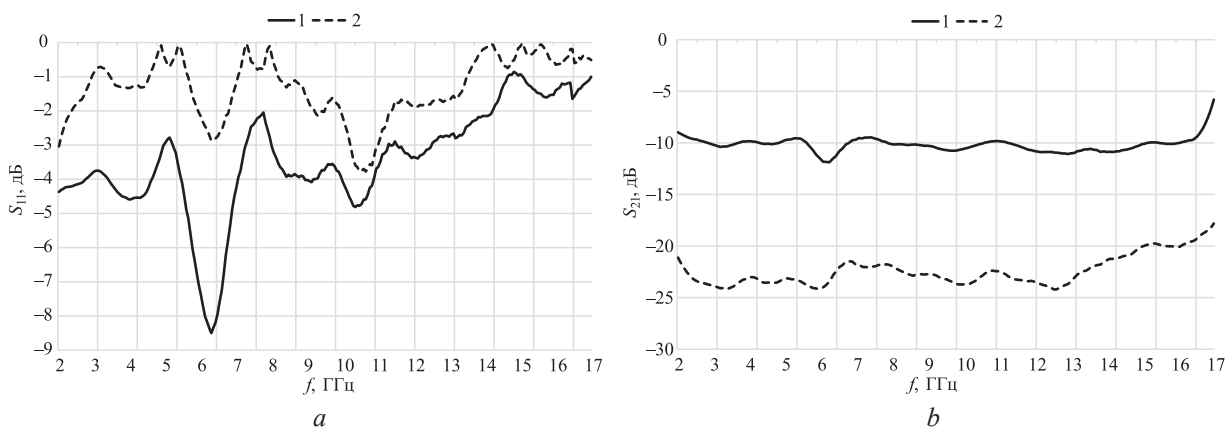


Рис. 7. Частотные зависимости в диапазоне 2–17 ГГц покрытий из сплавов систем Fe–Ni (1) и Fe–Co (2) коэффициентов: а – отражения S_{11} ; б – передачи S_{21}

Fig. 7. Frequency dependences in the range of 2–17 GHz of coatings made of Fe–Ni (1) and Fe–Co (2) alloys of the coefficients: а – reflection S_{11} ; б – transmission S_{21}

Покрытие системы Fe–Ni имеет преимущественно аморфную структуру, что подтверждается рентгенофазовым анализом, тогда как в покрытии системы Fe–Co присутствует кристаллическая фаза. Взаимодействие покрытия системы Fe–Ni с ЭМИ имеет лучшее согласование в диапазоне частот 2–17 ГГц и работает в первую очередь на поглощение ЭМИ за счет аморфной структуры и большей магнитной проницаемости слоев, тогда как покрытие системы Fe–Co за счет наличия кристаллической фазы обладает более высокой электрической проводимостью, что приводит к отражению большей части взаимодействующего с ним ЭМИ.

Значения S_{21} в диапазоне частот 2–17 ГГц экранов с покрытиями из сплава системы Fe–Ni изменяются в пределах от (–5,0) до (–11,8) дБ, экранов с покрытиями из сплава системы Fe–Co – от (–17,8) до (–24,2) дБ (рис. 7, б). Большие значения S_{21} в диапазоне частот 2–17 ГГц экранов с покрытиями из сплава системы Fe–Ni по сравнению с экранами с покрытиями из сплава Fe–Co связаны с тем, что первые из указанных экранов по сравнению со свторами в меньшей степени отражают ЭМИ. Таким образом, экраны с покрытиями из сплава системы Fe–Co характеризуются большей эффективностью экранирования ЭМИ в диапазоне частот 2,0–17,0 ГГц по сравнению с экранами с покрытиями из сплава системы Fe–Ni.

Заключение

1. Рассчитан азеотропный состав сплава системы Fe–Co, содержащий 54 мас.% (~55 ат.%) Fe и 46 мас.% (~45 ат.%) Co. Изучено структурно-фазовое состояние исходных литых сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co азеотропных составов и полученных из них методом электронно-лучевого испарения покрытий. Установлено, что при кристаллизации расплава системы Fe–Ni в первую очередь на границе раздела с кокилем формируется столбчатая структура с размерами кристалли-

тов до 500 мкм. Затем формируется однофазная структура равновесных округлых кристаллитов твердого раствора никеля в железе размерами до 150 мкм.

2. Установлено, что при скоростях осаждения покрытий 5 нм/с и более на подложки из полимерных материалов их поверхностный слой разогревается до температуры выше 100 °С. Это приводит к деструкции поверхностного слоя полимера с выделением летучих составляющих и образованию рельефной поверхности покрытия. При скоростях осаждения покрытий от 0,5 до 1,0 нм/с температура подложек не превышает 50 °С, что способствует формированию покрытий с меньшей шероховатостью. Показано, что при установленных в работе оптимальных режимах нанесения покрытий (а именно, остаточном давлении в камере $5 \cdot 10^{-2}$ Па, времени нанесения 150 с и скорости осаждения 1,0 нм/с) формируются покрытия, имеющие рентгеноаморфную (сплав системы Fe–Ni) или преимущественно аморфную (сплав системы Fe–Co) структуру. Исследован элементный состав покрытий и установлено, что в сплаве системы Fe–Ni отклонение в сторону снижения содержания железа в покрытии по отношению к азеотропному составу менее 5 %, а в сплаве системы Fe–Co – в сторону его увеличения – 18 %.

3. Установлено, что покрытия из сплава системы Fe–Co имеют высокую эффективность отражения электромагнитного излучения по сравнению с покрытиями из сплава системы Fe–Ni и могут быть использованы при изготовлении защитных экранов электромагнитного излучения с улучшенными массогабаритными характеристиками, например, в устройствах авиационной и космической техники [14].

Список литературы

1. Лившиц, Б. Г. Физические свойства металлов и сплавов / Б. Г. Лившиц, В. С. Крапошин, Я. Л. Липецкий. М.: Металлургия, 1980.
2. Кечиев, Л. Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры. Инженерное пособие / Л. Н. Кечиев. М.: Грифон, 2019.
3. Винников, В. В. Основы проектирования РЭС. Электромагнитная совместимость и конструирование экранов / В. В. Винников. СПб.: СЗГУ, 2006.
4. Никитина, Е. П. Материаловедение / Е. П. Никитина. Екатеринбург: УрГУПС, 2016.
5. Аксенова, Е. Н. Общая физика. Электричество и магнетизм / Е. Н. Аксенова. М.: Лань., 2018.
6. Пасынков, В. В. Материалы электронной техники / В. В. Пасынков, В. С. Сорокин. СПб.: Лань, 2001.
7. Gladinov, A. D. S-Parameters of Flexible Electromagnetic Radiation Shields with Fe–Ni System Coating / A. D. Gladinov, O. V. Voiprav, V. A. Bogush // Materials Physics and Mechanics. 2024. Vol. 52, Iss. 5. P. 74–82.
8. Гладинов, А. Д. Характеристики отражения и передачи многослойных тонкопленочных экранов электромагнитного излучения в СВЧ-диапазоне / А. Д. Гладинов, О. В. Бойправ, В. А. Богуш // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 6. С. 56–64. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-6-56-64>.
9. Преображенский, А. А. Магнитные материалы / А. А. Преображенский. М.: Высш. шк., 1965.
10. Потапов, А. А. Многократное рассеяние волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах / А. А. Потапов // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2018. № 1. С. 3–21.
11. Flexible Double-Layered Microwave Absorbers Based on Foiled Materials with Mechanically Treated Surface / O. Voiprav [et al.] // New Materials, Compounds and Applications. 2023. Vol. 7, Iss. 2. P. 100–110.
12. Диаграммы состояния двойных металлических систем / Под общ. ред. Н. П. Лякишева. М.: Машиностроение, 1996–1997.
13. Strain Rate and Temperature Dependent Tensile Failure of a Short Glass Fiber Reinforced Polyamide Thermoplastic Composite / G. Mustafa [et al.] // Materials Science Forum. 2024. Vol. 1119. P. 93–98.
14. Hasanov, M. H. Algorithm Design Nanosatellite Based On Radio Frequency and Optical Communication / M. H. Hasanov, N. A. Atayev // Problems of Information Technology. 2022. Vol. 13, No 2. P. 61–68.

Поступила 26.02.2026

Принята в печать 16.03.2026

References

1. Livshitz B. G., Kraposhin V. S., Lipetsky I. L. (1980) *Physical Properties of Metals and Alloys*. Moscow, Metallurgy Publ. (in Russian).
2. Kechiev L. N. (2019) *Shielding of Electronic Equipment. Engineering Manual*. Moscow, Griffin Publ. (in Russian).
3. Vinnikov V. V. (2006) *Fundamentals of RES Design. Electromagnetic Compatibility and Shield Design*. Saint Petersburg, SZGU Publ. (in Russian).

4. Nikitina E. P. (2016) *Materials Science*. Yekaterinburg, Ural State Transport University Publ. (in Russian).
5. Aksenova E. N. (2018) *General Physics. Electricity and Magnetism*. Moscow, Lan Publ. (in Russian).
6. Pasyukov V. V., Sorokin V. S. (2001) *Materials of Electronic Engineering*. Saint Petersburg, Lan Publ. (in Russian).
7. Gladinov A. D., Boiprav O. V., Bogush V. A. (2024) S-Parameters of Flexible Electromagnetic Radiation Shields with Fe–Ni System Coating. *Materials Physics and Mechanics*. 52 (5), 74–82.
8. Gladinov A. D., Boiprav O. V., Bogush V. A. (2025) Reflection and Transmission Characteristics of Multilayer Thin-Film Screens of Electromagnetic Radiation in the Microwave Range. *Doklady BGUIR*. 23 (6), 56–64. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-6-56-64> (in Russian).
9. Preobrazhensky A. A. (1965) *Magnetic Materials*. Moscow, Vysshaya Shkola Publ. (in Russian).
10. Potapov A. A. (2018) Multiple Scattering of Waves in Fractal Discrete Randomly Inhomogeneous Media. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*. (1), 3–21 (in Russian).
11. Boiprav O., Hasanov M., Bogush V., Lynkou L. (2023) Flexible Double-Layered Microwave Absorbers Based on Foiled Materials with Mechanically Treated Surface. *New Materials, Compounds and Applications*. 7 (2), 100–110.
12. Lyakishev N. P. (ed.) (1996–1997) *State Diagrams of Binary Metallic Systems*. Moscow, Mashinostroenie Publ. (in Russian).
13. Mustafa G., Yiğit G., Servet Y., Özkan D., Namazov S. (2024) Strain Rate and Temperature Dependent Tensile Failure of a Short Glass Fiber Reinforced Polyamide Thermoplastic Composite. *Materials Science Forum*. 1119, 93–98.
14. Hasanov M. H., Atayev N. A. (2022) Algorithm Design Nanosatellite Based on Radio Frequency and Optical Communication. *Problems of Information Technology*. 13 (2), 61–68.

Received: 26 February 2026

Accepted: 16 March 2026

Вклад авторов

Гладинов А. Д. рассчитал азеотропный состав сплава системы Fe–Co, провел исследование структуры и свойств покрытий из сплавов систем Fe–Ni и Fe–Co.

Бойправ О. В. оказала помощь в интерпретации результатов измерений и написании статьи.

Богущ В. А. определил задачи, которые необходимо было решить в ходе проведения исследований, а также принимал участие в интерпретации результатов.

Authors' contribution

Gladinov A. calculated the azeotropic composition of the Fe–Co alloy and studied the structure and properties of coatings made from Fe–Ni and Fe–Co alloys.

Boiprav O. assisted in interpreting the measurement results and writing the article.

Bogush V. defined the objectives that needed to be addressed during the research and participated in the interpretation of the results.

Сведения об авторах

Гладинов А. Д., асп. каф. защиты информации, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Бойправ О. В., канд. техн. наук, доц., зав. каф. защиты информации, БГУИР

Богущ В. А., д-р физ.-мат. наук, проф., ректор БГУИР

Information about the authors

Gladinov A., Postgraduate of Information Protection Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Boiprav O., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Head of Information Protection Department, BSUIR

Bogush V., Dr. Sci. (Phys. and Math.), Professor, Rector of the BSUIR

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293–89–38
E-mail: a.gladinov@bsuir.by
Гладинов Антон Дмитриевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293–89–38
E-mail: a.gladinov@bsuir.by
Gladinov Anton



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-14-24>

УДК 621.396.218:614.89.086.5

БЕЗОПАСНОСТЬ ИЗЛУЧЕНИЙ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ 4G/5G ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В. И. МОРДАЧЕВ, Е. В. СИНЬКЕВИЧ, А. С. СВИСТУНОВ, В. А. ИВАНЧЕНКО

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

Аннотация. Выполнен анализ требований действующих стандартов к предельно допустимым уровням воздействия радиочастотных электромагнитных полей оборудования мобильной связи 4G/5G по порту корпуса технических средств различного назначения. Установлено, что для многих технических средств данные требования соизмеримы либо жестче требований к воздействию этих полей на население, и излучения базового и абонентского оборудования 4G/5G являются потенциально опасными для функционирования большого числа технических средств различных видов, включая технические средства объектов критической инфраструктуры. Выполнение требований стандартов по восприимчивости к радиочастотным электромагнитным воздействиям по порту корпуса для большинства технических средств не обеспечивает надежной защиты их функционирования в сложной электромагнитной обстановке, создаваемой излучениями радиосетей 4G/5G, что свидетельствует о необходимости ревизии этих требований. Приведены расчетные данные о необходимом пространственном разnose оборудования 4G/5G с техническими средствами различных групп для обеспечения их электромагнитной совместимости.

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

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Безопасность излучений беспроводных систем 4G/5G для технических средств различного назначения / В. И. Мордачев [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 14–24. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-14-24>.

4G/5G WIRELESS SYSTEMS RADIATION SAFETY FOR VARIOUS TECHNICAL EQUIPMENT

VLADIMIR MORDACHEV, EUGENE SINKEVICH, ALIAKSANDR SVISTUNOU,
VLADISLAV IVANCHENKO

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

Abstract. An analysis of current standards for maximum permissible levels of exposure to radiofrequency electromagnetic fields from 4G/5G mobile communications equipment via the enclosure port of various technical devices was conducted. It was found that for many technical devices, these requirements are comparable to or more stringent than the requirements for the general public's exposure to these fields. Emissions from 4G/5G base and subscriber equipment are potentially hazardous to the operation of a large number of technical devices, including those used in critical infrastructure facilities. Compliance with standard requirements for susceptibility to radiofrequency electromagnetic interference via the enclosure port for most technical devices does not ensure reliable protection for their operation in the complex electromagnetic environment created by 4G/5G radio network emissions, indicating the need to revise these requirements. Calculated data on the required spatial separation between 4G/5G equipment and technical devices of various groups to ensure their electromagnetic compatibility are provided.

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

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

For citation. Mordachev V., Sinkevich E., Svistunou A., Ivanchenko V. (2026) 4G/5G Wireless Systems Radiation Safety for Various Technical Equipment. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 14–24. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-14-24> (in Russian).

Введение

Интенсивная эволюция поколений беспроводных систем и услуг мобильной связи (МС) от IMT-Advanced (4G) [1] к IMT-2020 (5G) [2] и в перспективе к IMT-2030 (6G) [3] сопровождается обострением конфликта [4] интересов населения и телекоммуникационного бизнеса в части ограничения предельно допустимых уровней (ПДУ) воздействия радиочастотных электромагнитных полей (ЭМП РЧ) на человека. Значения ПДУ ЭМП РЧ (E_{MPL}), принятые в различных странах (по состоянию на 2021 г. согласно [5–7]), приведены в табл. 1.

Таблица 1. Предельно допустимые уровни радиочастотных электромагнитных полей в разных странах
Table 1. Maximum permissible levels of radio frequency electromagnetic fields in different countries

| Страна | E_{MPL} , Вт/м ² /мкВт/см ² (В/м) | Страна | E_{MPL} , Вт/м ² /мкВт/см ² (В/м) |
|-------------------------|---|---------------------|---|
| Азербайджан | 0,1/10 (6,1) | Китай | 0,4/40 (12,3) |
| Беларусь | 0,1/10 (6,1) | Литва | 0,1/10 (6,1) |
| Бельгия | 10/1000 (61) | Люксембург | 0,45/45 (13) |
| Болгария ^[1] | 0,01/1 (1,9) | Нидерланды | 10/1000 (61) |
| Великобритания | 10/1000 (61) | Польша | 0,1/10 (6,1) |
| Венгрия | 0,1/10 (6,1) | Португалия | 10/1000 (61) |
| Германия | 10/1000 (61) | Россия | 0,1/10 (6,1) |
| Дания | 10/1000 (61) | США | 10/1000 (61) |
| Израиль | 0,9/90 (18,4) | Турция | 0,56/56 (14,5) |
| Индия | 0,9/90 (18,4) | Узбекистан | 0,025/2,5 (3,1) |
| Ирландия | 10/1000 (61) | Украина | 0,1/10 (6,1) |
| Испания | 10/1000 (61) | Франция | 10/1000 (61) |
| Италия | 0,1/10 (6,1) | Чили ^[1] | 0,1/10 (6,1) |
| Казахстан | 0,1/10 (6,1) | Швейцария | 0,1/10 (6,1) |
| Канада | 4/400 (39) | Швеция | 10/1000 (61) |

^[1] Нижний предел диапазона нормированных значений.

Во многих странах нормирование ПДУ на государственном уровне осуществляется с учетом опасности «тонких» нетепловых эффектов воздействия ЭМП РЧ на человеческий организм, в том числе с учетом его опасности для последующих поколений; их значения находятся в пределах 0,25–90,0 мкВт/см² (3,1–18,4 В/м). В других странах, где государственное нормирование ПДУ ЭМП РЧ отсутствует, а защита населения от этих воздействий возложена на судебную систему, рекомендуемые ПДУ определяют «верхнюю планку» допустимой интенсивности воздействия ЭМП РЧ на различные части тела человека (голову, торс, конечности) и связаны с опасностью «грубых» тепловых эффектов этого воздействия; их значения – в пределах 1000–4000 мкВт/см² (61–122 В/м). Такие различия в ПДУ ЭМП в разных странах в условиях замалчивания существующих принципиальных различий в законодательствах и системах защиты населения [5, 6], оказались поводом для организации в международном масштабе корпоративного давления [8, 9] с целью отмены «нетепловых» гигиенических нормативов на ПДУ ЭМП РЧ и их замены «тепловыми» ПДУ ЭМП, что обеспечит значительное сокращение затрат на реализацию беспроводных сетей и услуг 5G/6G.

В этих условиях неожиданными оказались результаты [10] выборочного анализа электромагнитной безопасности ЭМП РЧ базовых станций (БС) и абонентских терминалов (АТ) 4G/5G для некоторых видов медицинского оборудования и технических средств (ТС) железнодорожного транспорта. Было установлено, что ПДУ воздействия ЭМП РЧ по порту корпуса для этого оборудования, устанавливаемые международными стандартами лишь в отдельных полосах частот диапазона FR1 5G (0,410–7,125 ГГц), находятся в пределах 1–20 В/м, т. е. практически соответствуют диапазону значений «нетепловых» ПДУ ЭМП для населения. Поэтому увеличение последних до «тепловых» ПДУ (на 1–2 порядка) не только представляет опасность для населения,

но и чревато нарушением функционирования ТС критической инфраструктуры здравоохранения и железнодорожного транспорта с реальной опасностью катастрофических последствий.

Принимая во внимание это обстоятельство, способное оказать значительное влияние как на дальнейшее развитие и внедрение систем и услуг 5G/6G, так и на устойчивость и надежность функционирования практически всех элементов техносферы, включая ТС критической инфраструктуры различных видов, актуальность представляют более широкий анализ требований действующих стандартов к ПДУ ЭМП РЧ для ТС критической инфраструктуры всех секторов – промышленности, транспорта, энергетики, информатизации, управления и т. п., а также оценка возможных мер по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) этих ТС с телекоммуникационным радиооборудованием систем 4G/5G/6G.

Требования к восприимчивости по порту корпуса технических средств различного назначения

Анализ стандартов, определяющих требования к помехозащищенности и помехоустойчивости ТС различного назначения, позволил классифицировать виды ТС по группам с учетом требований к E_{MPL} [В/м] ЭМП РЧ, воздействующих по порту корпуса (в описании групп в скобках указаны полосы частот диапазона FR1 5G, на которые распространяется требование соответствия восприимчивости ТС указанному значению ПДУ).

Группа 1. $E_{MPL} = 0,2$ В/м. Кабельные распределительные системы для передачи телевизионных, звуковых сигналов и интерактивных услуг, в том числе оборудование и соответствующие методы измерений для приема на головной станции, обработки и распределения телевизионных и звуковых сигналов и связанных с ними информационных сигналов; для обработки, согласования и передачи всех видов сигналов интерактивных служб с использованием всех средств передачи данных (только оборудование, которое производит обработку сигнала в определенном диапазоне частот при использовании внутреннего или внешнего электропитания) (80,0 МГц – 1,0 ГГц). Стандарт, определяющий эти требования, – EN 50083-2.

Группа 2. $E_{MPL} = 1$ В/м. Оборудование электростанций и подстанций (2,7–6,0 ГГц). Телемеханика, ВЧ-защита, ВЧ-связь по распределительным сетям, автоматизированные системы распределительных сетей (уровень жесткости 1: 80,0 МГц–1,0 ГГц). Технологические контроллеры и регуляторы, программируемые контроллеры, источники электроснабжения для соответствующего оборудования и систем, индикаторы и регистраторы, технологическая контрольно-измерительная аппаратура, преобразователи, механизмы позиционирования, приводы с интеллектуальной системой управления, электрическое оборудование для измерений и испытаний, генераторы сигналов, измерительные эталоны, источники электропитания и преобразователи, электрическое лабораторное оборудование, осуществляющее измерение, индикацию, контроль или анализ свойств веществ или используемое для подготовки материалов, включая оборудование для диагностики в лабораторных условиях (IVD). Электронные системы жилых и общественных зданий (НБЭС) и системы автоматизаций и управления зданиями (BACS). Электрические реакторы, трансформаторы, источники питания и комбинированные устройства из них. ТС для жилых, коммерческих и промышленных зон с малым энергопотреблением. ТС в промышленных зонах. Системы силовых электроприводов с регулируемой скоростью. Программируемые контроллеры, связанная с ними периферия и любая продукция, выполняющая функции программируемого контроллера. Оборудование дуговой сварки (все: 2,0–2,7 ГГц). Портативное оборудование с электропитанием от батареи или от измеряемой цепи (2,0 МГц–2,7 ГГц; в управляемой среде 80 МГц–1 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). ТС для атомных станций (степень жесткости 1: 80 МГц–1 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Группа 1 видов ТС (внутриполосная: 790–862 МГц в случаях, где применимы цифровые модулированные полезные сигналы).

Стандарты, определяющие эти требования: IEC 61000-6-5, IEC 60870-2-1, IEC 61326-1, ГОСТ 32137, EN 50491-5-2, EN 50270, IEC 61000-6-1, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, IEC 62041, EN 50083-2.

Группа 3. $E_{MPL} = 2$ В/м. Группа 1 видов ТС ($E_{MPL} = 1,8$ В/м, внеполосное воздействие 80 МГц–1 ГГц, 0,95–3,50 ГГц). Слуховые аппараты (1,4–2,0 ГГц). Приборы для обнаружения и измерения горючих, токсичных газов и кислорода (только используемые в промышленных зонах: диапазоны радиовещания Международного союза электросвязи (МСЭ)). Стандарты, определяющие эти требования: EN 50083-2, IEC 60118-13, EN 50270.

Группа 4. $E_{MPL} = 3$ В/м. Оборудование электростанций и подстанций (1,0–2,7 ГГц), сигнализация (0,08–1,00 ГГц). Технологические контроллеры и регуляторы, программируемые контроллеры, источники электроснабжения для соответствующего оборудования и систем, индикаторы и регистраторы, технологическая контрольно-измерительная аппаратура, преобразователи, механизмы позиционирования, приводы с интеллектуальной системой управления, электрическое оборудование для измерений и испытаний, генераторы сигналов, измерительные эталоны, источники электропитания и преобразователи. Электрическое лабораторное оборудование, осуществляющее измерение, индикацию, контроль или анализ свойств веществ или используемое для подготовки материалов, включая оборудование для диагностики в лабораторных условиях (IVD) (в базовой среде: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц; в промышленной среде: 1,4–2,0 ГГц; портативное с электропитанием от батареи или измеряемой цепи: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Оборудование и системы связи по электрическим сетям в полосе частот 95,0–148,5 кГц (для применения в жилых, коммерческих и производственных зонах с малым энергопотреблением: 0,08–1,00 ГГц, (900 ± 5) МГц; для применения в промышленных зонах: 87–108 МГц и 470–790 МГц). Аппаратура и системы связи по электрическим линиям в низковольтных установках в полосе частот 1,6–30,0 МГц (в бытовых, торговых помещениях и производственных зонах с малым энергопотреблением: 0,08–1,00 ГГц). Медицинские изделия (не относящиеся к жизнеобеспечению: 0,08–2,50 ГГц). Активные медицинские имплантаты крайне малой мощности, радиооборудование для них и связанные с ними периферийные устройства (оборудование, не относящиеся к аппаратам жизнеобеспечения: 0,08–2,50 ГГц, кроме исключенных частот). Телемеханика, ВЧ-защита, ВЧ-связь по распределительным сетям, автоматизированные системы распределительных сетей (уровень жесткости 2: 0,08–1,00 ГГц). Слуховые аппараты (800–960 МГц). Низковольтные источники постоянного тока (0,08–1,00 ГГц, (900 ± 5) МГц). Системы NBES и VACS (все: 1,4–2,0 ГГц; только критерий качества «А»: 0,08–1,00 ГГц, только критерий качества «В»: диапазоны радиовещания МСЭ). Электрические реакторы, трансформаторы, источники питания и комбинированные устройства из них (все: 1,4–2,0 ГГц; только применяемые в жилых, коммерческих помещениях и легкой промышленности: 80 МГц–1 ГГц). Низковольтные комплектные устройства распределения и управления (в низковольтных общественных сетях или аппаратуре, предназначенной для подсоединения к источнику питания постоянного тока, связывающему аппаратуру с низковольтной социальной сетью, в том числе работающую на батареях или снабжаемую питанием от не социальной, но и не промышленной низковольтной силовой распределительной системы, если эта аппаратура предназначена для применения в жилых, коммерческих средах и для освещения промышленных зданий: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Бесконтактные датчики с определенным поведением (БДОП) в условиях отказа (2,0–2,7 ГГц). Системы и оборудование промышленного применения для выполнения функций безопасности по IEC 61508 (общие промышленные применения: 2,0–2,7 ГГц; промышленные применения с учетом определенной электромагнитной обстановки (ЭМО): диапазоны радиовещания МСЭ 2,0–2,7 ГГц, кроме применяемых в обрабатывающей промышленности). Оборудование сетей радиосвязи, не относящееся к радиооборудованию, предназначенному для использования в общественных сетях связи, обеспечивающее связь между сетевыми оконечными точками (СОТ), исключая оконечное абонентское оборудование, применяемое за пределами СОТ (80–800 МГц, 0,96–1,00 ГГц, 2,0–2,7 ГГц). Подвижное и стационарное радиооборудование диапазона очень высоких частот (ОВЧ) воздушной подвижной службы (1,4–2,0 ГГц). Подвижные земные приемные станции спутниковой службы, работающие в системе передачи данных в диапазоне 1,5 ГГц ((920 ± 1) МГц). Оборудование радиосвязи и связанное с ним вспомогательное оборудование (0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,7 ГГц). Приборы для обнаружения и измерения горючих, токсичных газов и кислорода (все: 1,4–2,0 ГГц; применяемые только в жилых, коммерческих и производственных зонах: 0,08–1,00 ГГц). Комплектные низковольтные устройства распределения и управления (группа А: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). ТС для жилых, коммерческих и промышленных зон с малым энергопотреблением (0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). ТС в промышленных зонах (1,4–2,0 ГГц). Системы силовых электроприводов с регулируемой скоростью (все: 1,4–2,0 ГГц; только в жилых зонах и учреждениях, подключенных непосредственно к сетям, питающим жилые здания: 0,08–1,00 ГГц). Программируемые контроллеры, связанная с ними периферия и любая продукция, выполняющая функции программируемого контроллера (1,4–2,0 ГГц). Оборудование дуговой сварки (1,4–2,0 ГГц). ТС для атомных станций (степень жесткости 2: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Системы бесперебойного питания (категория С1). Лампы, вспомогательные устройства и светильники, предназначенные для подключе-

ния к низковольтным электрическим сетям или получающие питание от батарей. Кресла-коляски с бортовым зарядным устройством и зарядные устройства к ним. Оборудование информационных технологий (CISPR 22). Бытовые приборы, электроинструменты и аналогичные аппараты (0,08–1,00 ГГц). Лифты, эскалаторы, пассажирские конвейеры (1,88–1,96 ГГц). Оборудование сигнализации и телекоммуникации железнодорожного транспорта (5,1–6,0 ГГц, $E_{MPL} = 5$ В/м для полосы частот 2,0–2,7 ГГц).

Стандарты, определяющие эти требования: IEC 61000-6-5, ГОСТ 30379, IEC 61326-1, EN 50065-2-1, EN 50065-2-2, EN 50412-2-1, IEC 60601-1-2, EN 301 489-27, EN 301 489-31, IEC 60870-2-1, IEC 60118-13, IEC 61204-3, EN 50491-5-2, IEC 62041, IEC 61439-1, IEC 60947-5-3, IEC 61326-3-1, IEC 61326-3-2, EN 300 386, EN 301 489-22, EN 301 489-19, ETSI EN 301 489-1, EN 50270, IEC 61439-1, IEC 61000-6-1, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, ГОСТ 32137, IEC 62040-2, IEC 61547, ISO 7176-21, CISPR 24, CISPR 14-2, EN 12016, IEC 62236-4, UNE-EN 50121-4.

Группа 5. $E_{MPL} = 10$ В/м. Оборудование электростанций и подстанций. Телемеханика, ВЧ-защита, ВЧ-связь по распределительным сетям, автоматизированные системы распределительных сетей (уровень жесткости 3) (0,08–1,00 ГГц). Измерительные реле и защитное оборудование, релейная защита автоматики (0,08–1,00 ГГц, 1,4–2,7 ГГц, $(450 \pm 0,5 \%)$ МГц, $(900 \pm 5 \%)$ МГц, $(1,85 \pm 5 \%)$ ГГц, $(2,15 \pm 5 \%)$ ГГц). Интерфейсы CDI (0,08–1,09 ГГц и 1,4–2,0 ГГц, если не указано другое на конкретные интерфейсы CDI). Оборудование и системы передачи сигналов по электрическим сетям в полосе частот 3,0–148,5 кГц, предназначенные для применения поставщиками и распределителями электрической энергии. Оборудование и системы передачи сигналов по электрическим сетям в полосе частот 95,0–148,5 кГц, предназначенные для применения в промышленных условиях (0,08–1,00 ГГц, (900 ± 5) МГц). Аппаратура и системы связи по электрическим линиям в низковольтных установках в полосе частот 1,6–30,0 МГц (в промышленных зонах, электропитание в которых производится от трансформаторов среднего/высокого или среднего/низкого напряжения). Системы и оборудование промышленного применения для выполнения функций безопасности по IEC 61508. ТС промышленных зон. Системы силовых электроприводов с регулируемой скоростью. Программируемые контроллеры, связанная с ними периферия, и любая продукция, выполняющая функции программируемого контроллера. Металлообрабатывающие станки. Сигнализация в промышленных условиях. Электрические реакторы, трансформаторы, источники питания и комбинированные устройства из них (применяемые только в промышленных помещениях). Подвижное и стационарное радиооборудование диапазона ОВЧ воздушной подвижной службы. Приборы для обнаружения и измерения горючих, токсичных газов и кислорода (используемые только в промышленных зонах). Системы бесперебойного питания (категорий С2 и С3). Оборудование контактной и дуговой сварки. Технологические контроллеры и регуляторы, программируемые контроллеры, источники электропитания для соответствующего оборудования и систем, индикаторы и регистраторы, технологическая контрольно-измерительная аппаратура, преобразователи, механизмы позиционирования, приводы с интеллектуальной системой управления, электрическое оборудование для измерений и испытаний, генераторы сигналов, измерительные эталоны, источники электропитания и преобразователи. Электрическое лабораторное оборудование, осуществляющее измерение, индикацию, контроль или анализ свойств веществ или используемое для подготовки материалов, включая оборудование для диагностики IVD (в промышленной среде) (0,08–1,00 ГГц). Системы управления дорожным движением (0,08–1,00 ГГц, (900 ± 5) МГц, (1890 ± 1) МГц). Лифты, эскалаторы и пассажирские конвейеры (все схемы: 0,166–1,000 ГГц, 1,71–1,784 ГГц; имеющие цепи безопасности: 1,88–1,96 ГГц). Медицинские изделия, относящиеся к жизнеобеспечению (0,08–2,50 ГГц). Активные медицинские имплантаты крайне малой мощности, радиооборудование для них и связанные с ними периферийные устройства (оборудование жизнеобеспечения: 0,08–2,50 ГГц, кроме исключенных частот). Системы NBES и VACS (только критерий качества «В») (0,08–1,00 ГГц, кроме диапазонов радиовещания МСЭ). БДОП – 1,4–2,0 ГГц. Комплектные низковольтные устройства распределения и управления (в силовой сети, питаемой трансформатором высокого или среднего напряжения, предназначенной для подачи питания к установке, снабжающей электроэнергией производственные или аналогичные предприятия и предназначенной для работы на промышленном производстве или вблизи него, в том числе аппаратура, работающая на батареях и предназначенная для применения на промышленном объекте: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Оборудование сетей радиосвязи, не относящееся к радиообору-

дованию, предназначенному для использования в общественных сетях связи, обеспечивающее связь между СОРТ, исключая оконечное абонентское оборудование, применяемое за пределами СОРТ (0,80–0,96 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Внешние источники питания мобильных телефонов (EPS) (0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,7 ГГц). Телевизионные радиопередатчики (0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Радиовещательные передатчики (0,08–2,00 ГГц). Преобразователи постоянного тока, питающиеся от генератора, применяемые в промышленной обстановке при номинальном входном напряжении постоянного тока более 60 В, подключаемые к промышленным электрическим сетям (0,08–1,00 ГГц, (900 ± 5) МГц). ТС атомных станций (степень жесткости 3: 0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Оборудование для измерения, управления и лабораторного применения. Счетчики электроэнергии (0,08–2,00 ГГц при наличии тока в цепях). Оборудование сигнализации и телекоммуникации железнодорожного транспорта (0,08–0,80 ГГц, 1,4–2,0 ГГц).

Стандарты, определяющие эти требования: IEC 61000-6-5, IEC 60870-2-1, IEC 60255-26, IEC 62026-1, EN 50065-2-2, EN 50065-2-3, EN 50412-2-1, IEC 61326-3-1, IEC 61326-3-2, IEC 61000-6-2, IEC 61800-3, IEC 61131-2, IEC 60974-10, IEC 62135-2, EN 50293, EN 12016, EN 50370-2, ГОСТ 30379, IEC 60601-1-2, EN 301 489-27, EN 301 489-31, EN 50491-5-2, IEC 62041, IEC 60947-5-3, IEC 61439-1, EN 300 386, EN 301 489-22, ETSI EN 301 489-34, EN 301 489-14, EN 301 489-11, IEC 62040-2, IEC 61204-3, ГОСТ 32137, EN 50270, IEC 62052-11, IEC 61326-1, EN 12016, IEC 62236-4, UNE EN50121-4.

Группа 6. $E_{MPL} = 20$ В/м. БДОП – системы и оборудование промышленного применения, предназначенные для выполнения функций безопасности в соответствии с определениями, приведенными в IEC 61508, с уровнями полноты безопасности (SIL) 1–3 (0,08–1,00 ГГц). Кресла-коляски (26 МГц–2,5 ГГц). Оборудование сигнализации и телекоммуникации железнодорожного транспорта (0,8–1,0 ГГц). Стандарты, определяющие эти требования: IEC 60947-5-3, IEC 61326-3-1, ISO 7176-21, EN 12016, IEC 62236-4, UNE EN50121-4.

Группа 7. $E_{MPL} = 30$ В/м. Телемеханика, ВЧ-защита, ВЧ-связь по распределительным сетям, автоматизированные системы распределительных сетей (уровень жесткости 4) (0,08–1,00 ГГц). ТС для атомных станций (степень жесткости 4) (0,08–1,00 ГГц и 1,4–2,0 ГГц). Землеройные машины для функций, отличных от управления движением, и без средств управления на основе активных полупроводников, электрические/электронные сборочные узлы или их функции, не связанные с управлением движением. Машины и механизмы для сельского и лесного хозяйства, в том числе ручные, ландшафтные, садовые, электрические/электронные сборочные узлы (20,0 МГц–1,0 ГГц). Лифты, эскалаторы и пассажирские конвейеры (только схемы, имеющие цепи безопасности: 0,166–1,000 ГГц, 1,710–1,784 ГГц). Счетчики электроэнергии (при отсутствии тока, зажимы разомкнуты) (0,08–2,00 ГГц). Стандарты, определяющие эти требования: IEC 60870-2-1, ГОСТ 32137, ISO 13766, ISO 14982, EN 12016, IEC 62052-11.

Группа 8. $E_{MPL} = 100$ В/м. Землеройные машины для функций управления движением и электрические/электронные сборочные узлы (20,0 МГц–1,0 ГГц). Стандарт, определяющий эти требования, – ISO 13766.

Необходимый пространственный разнос технических средств различных групп с базовых станций и абонентских терминалов 4G/5G

Учитывая совпадение диапазонов принятых значений ПДУ ЭМП РЧ для населения и многочисленных видов ТС, по аналогии с [11], где определены санитарно-защитные зоны (СЗЗ) и зоны ограничения застройки (ЗОЗ) вокруг источников ЭМП РЧ, определим необходимый пространственный разнос (НПР) оборудования с ТС групп 1–8 с БС и АТ 4G/5G, гарантирующий беспомеховое функционирование этих ТС при условии, что они удовлетворяют требованиям действующих стандартов, указанных выше для ТС каждой группы. При оценках НПР использовались следующие известные условия, модели и исходные данные:

- равенство уровня ЭМП РЧ, создаваемого излучением его источника на удаленности D_{RSS} , равной НПР оборудования с ТС значению ПДУ, принятому для данного ТС;
- модель условий распространения радиоволн (РРВ) в свободном пространстве между источником ЭМП РЧ и ТС-рецептором помехи;
- диапазоны значений эквивалентной изотропно излучаемой мощности (ЭИИМ) P_e БС и АТ, определяемые на основе данных [12, 13] и с учетом усредненных поправок [14] на влияние подстилающей поверхности, составляют соответственно 10^{-1} – 10^5 Вт:

- для мобильных телефонов (смартфонов) средняя ЭИИМ 20–23 дБм (0,1–0,2 Вт) при импульсной ЭИИМ АТ GSM (оборудование интегрируется в сети 4G/5G) до 30–33 дБм (1–2 Вт); 23–43 дБм для перспективных АТ 5G с адаптивными направленными антеннами диапазона FR2;
- ЭИИМ 25–30 дБм (0,3–1,0 Вт) для пико-БС со слабонаправленным излучением и до 58 дБм (0,63 кВт) для пико-БС с активными фазированными антенными решетками (АФАР) диапазона FR2 в хот-спотах;
- ЭИИМ 40–60 дБм (0,01–1,00 кВт) в отдельном радиоканале и до 70 дБм (10 кВт) в секторе макро-БС 4G/5G диапазона FR1 с секторными антеннами;
- ЭИИМ 60–80 дБм (1–100 кВт) для микро- и макро-БС с АФАР Massive MIMO Beamforming в импульсных режимах временного дуплекса (TDD).

На рис. 1 приведены зависимости D_{RSS} от P_e для E_{MPL} ЭМП РЧ различных групп ТС с АТ ($P_e = 0,1–20,0$ Вт) и БС ($P_e = 1–10^5$ Вт) МС 4G/5G.

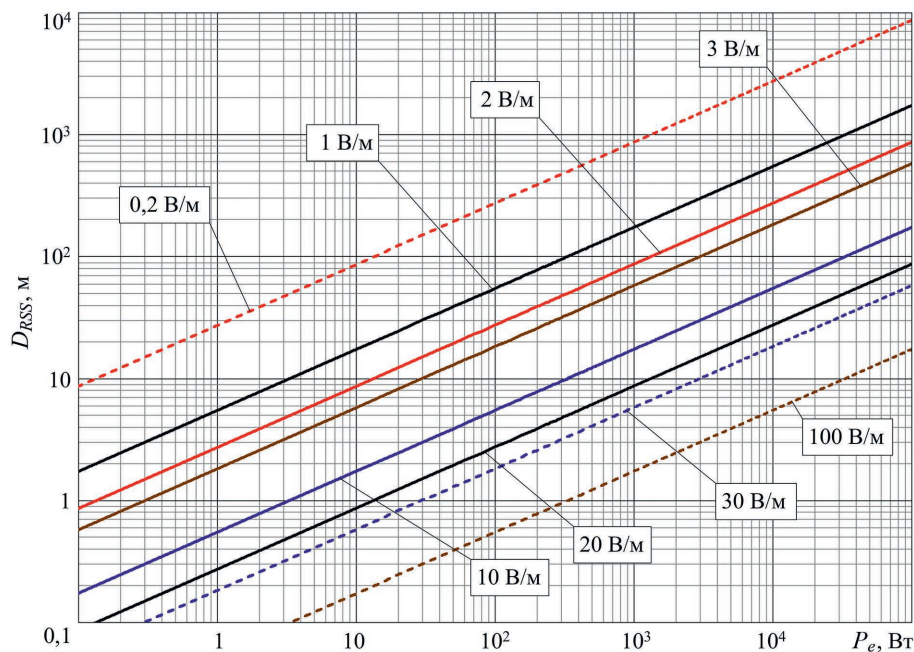


Рис. 1. Зависимости D_{RSS} от P_e для E_{MPL} в диапазоне 0,2–100 В/м
Fig. 1. D_{RSS} dependences on P_e for E_{MPL} in the range of 0.2–100 V/m

Анализ рис. 1 свидетельствует о том, что излучения БС МС могут быть причиной нарушения функционирования ТС всех групп, что требует обеспечения НПР БС и соответствующих ТС, определяемых значениями ЭИИМ БС и ПДУ ЭМП РЧ для данных ТС. В частности, при отсутствии естественных (рельеф, застройка и т. п.) и искусственных (экранирование) препятствий для РРВ между БС и ТС:

- ЭМС БС диапазона FR1 с секторными антеннами достигается при обеспечении их НПР до 0,8–2,0 км для ТС группы 1, до 0,2–0,7 км – группы 2, до 0,1–0,3 км – группы 3, до 60–200 м – группы 4. Для ТС указанных групп значение НПР, как правило, существенно превышает высоту подвеса антенн БС над земной поверхностью, и его соблюдение может быть проблематичным. НПР антенн данных БС с ТС группы 5 составляет 20–60 м, что сопоставимо с высотой подвеса антенн БС; для ТС групп 6–8 НПР оказывается значительно меньше типовой высоты подвеса антенн БС;

- обеспечение ЭМС макро-БС с АФАР Massive MIMO Beamforming с ТС групп 1–5 на территориях с высокой территориальной плотностью этих ТС без принятия специальных мер практически невозможно, поскольку расчетный НПР для ТС группы 1 составляет 1–8 км, для группы 2 – от сотен метров до 2 км, для группы 3 – до 1 км, для группы 4 – до 0,5–0,6 км, а для ТС группы 5 – до 150–200 м. И только для ТС трех последних групп обеспечение ЭМС менее проблематично: для ТС групп 6, 7 НПР составляет десятки метров и сопоставим с высотой подвеса антенн БС, а для ТС группы 8 не превышает 10–20 м;

– обеспечение ЭМС АТ с ТС группы 1 требует их НПП от 10 до 100 м, группы 2 – от 2–3 до 10–15 м, групп 3, 4 – до нескольких метров, для ТС групп 5–8 расчетный НПП превышает 1 м лишь для перспективных АТ 5G с адаптивными направленными антеннами.

В целом эти обстоятельства свидетельствуют, с одной стороны, о существенной опасности ЭМП РЧ БС 5G для функционирования широкой номенклатуры ТС различного назначения, дезавуируя положение [15] о том, что в полосах частот МС опасность нарушения функционирования ТС при воздействии ЭМП связана, главным образом, с радиотелефонными системами и другими источниками намеренного излучения, имеющими мощность, эквивалентную мощности радиотелефонных систем, а с другой стороны, подтверждая это положение в части опасности ЭМП РЧ АТ 4G/5G по меньшей мере для ТС групп 1–4 и свидетельствуя о необходимости введения ограничений на использование АТ МС 4G/5G в местах функционирования ТС этих групп.

По приведенным результатам систематизации значений ПДУ ЭМП РЧ для ТС различных групп и анализу рис. 1 можно отметить следующее.

При декларируемых параметрах излучений БС и АТ МС 4G/5G их ЭМП представляют серьезную потенциальную опасность для функционирования ТС практически во всех сферах деятельности, включая ТС объектов критической инфраструктуры. Отсутствие массовых сбоев в работе таких ТС может быть связано с тем, что они располагаются в местах возможного присутствия людей, и в силу близости значений ПДУ ЭМП РЧ для населения и для ТС последние находятся за пределами СЗЗ и ЗОЗ БС, а ПДУ ЭМП РЧ для ТС по порту корпуса определены с запасом. Поэтому надежность их функционирования в сложной ЭМО, создаваемой излучениями БС МС, сегодня практически обеспечивается выполнением санитарно-гигиенических ограничений на уровне ЭМП РЧ БС для населения.

В будущем при развитии технологий и услуг 5G/6G в соответствии с [2, 12, 16] даже при сохранении санитарно-гигиенического норматива на уровне 10 мкВт/см^2 (6 В/м) ситуация может существенно ухудшиться, поскольку ПДУ ЭМП РЧ для населения соответствуют средним значениям интенсивности ЭМП РЧ (интегрирование за период не менее 6 мин), а ПДУ ЭМП РЧ для ТС соответствуют мгновенным значениям их интенсивности. При приближении средней интенсивности ЭМП РЧ к ПДУ для населения (сегодня она, как правило, существенно ниже [17]), а также при широком использовании БС с АФАР Massive MIMO Beamforming в сочетании с TDD, при котором мгновенные значения интенсивности ЭМП РЧ МС могут превышать ее средние значения на два порядка (необходимость ужесточения ПДУ этих более «биоагрессивных» ЭМП РЧ для населения пока лишь в стадии обсуждения [18]), соблюдение ПДУ ЭМП РЧ для населения уже не обеспечит защиты ТС от излучений БС.

Полосы частот, в которых определены ПДУ для ТС различных видов, составляют лишь часть диапазона FR1 5G (0,410–7,125 ГГц) и отсутствуют в диапазоне FR2 5G (24,25–52,60 ГГц с расширением до 70–114 ГГц). В частности, ПДУ ЭМП РЧ большинства ТС не распространяются ни на нижнюю часть диапазона СВЧ (3–4 ГГц), интенсивно осваиваемую сетями 5G (причем с максимальными значениями ЭИИМ БС), ни на верхнюю его часть (нижнюю область 24–30 ГГц диапазона FR2), освоение которой системами 5G для сценариев с высокой плотностью населения носит приоритетный характер. Поэтому сегодня уровень нормирования ПДУ ЭМП РЧ МС 4G/5G для ТС большинства перечисленных выше видов следует признать недостаточным, практически не позволяющим оценивать реальную опасность излучений систем 4G/5G для функционирования большинства типов ТС, перечисленных выше, что чревато множеством серьезных негативных последствий. Это требует проведения исследований адекватности и, с высокой вероятностью, ужесточения требований вышеперечисленных стандартов как в отношении значений ПДУ ЭМП РЧ для ТС отдельных видов, так и в отношении полос частот, в которых эти ПДУ должны обеспечиваться.

Вывод о серьезной потенциальной опасности декларируемого корпоративного развития МС 5G/6G с расширением использования TDD при соответствующим росте импульсной ЭИИМ БС, а также при недопустимости ослабления гигиенических нормативов на ПДУ ЭМП РЧ для населения подтверждается результатами многих экспериментальных исследований ЭМО, создаваемой в радиосетях МС 5G. В частности, можно отметить следующее:

– результаты [19] измерений уровней ЭМП РЧ в «пятнах» лучей БС с АФАР Massive MIMO Beamforming при передаче информации по радиоканалам 4G/5G в полосе частот от 816 до 3655 МГц на расстояния 48–327 м от БС свидетельствуют о том, что при скоростях передачи

данных 1,0–1,6 Гбит/с напряженность ЭМП РЧ в «пятнах» достигала 3–5 В/м, в значительной части измерений превышая 1–2 В/м, что соизмеримо с ПДУ ЭМП РЧ для ТС групп 1–4;

– результаты измерений [20] суммарных уровней ЭМП РЧ, создаваемых радиосетью 5G в 16 точках на территории Политехнического университета Валенсии, свидетельствуют о том, что эти уровни находятся в пределах 2,2–436,0 мкВт/см² (2,9–40,5 В/м). Таким образом, в соответствии с требованиями перечисленных выше международных стандартов во всех 16 точках уровни ЭМП РЧ 5G представляют потенциальную опасность для функционирования ТС групп 1–3, в восьми точках превышая ПДУ ЭМП РЧ для ТС групп 1–5, в четырех точках превышая ПДУ ЭМП РЧ для ТС групп 1–6, и в одной точке – для групп 1–7.

Заключение

1. Бесконтрольное развитие и внедрение технологий и систем 4G/5G/6G беспроводного информационного обслуживания современного общества в соответствии с корпоративными декларациями, сопровождающееся кампанией [8, 9] по дискредитации научно обоснованных гигиенических нормативов на предельно допустимые уровни радиочастотных электромагнитных полей, учитывающих опасность «нетепловых» эффектов их воздействия на человеческий организм, и замалчиванием принципиальных различий в законодательствах и системах защиты населения [5, 6] в разных странах представляет серьезную потенциальную опасность не только для здоровья населения, но и для функционирования большого числа технических средств практически всех сфер человеческой деятельности, включая технические средства объектов критической инфраструктуры различных видов – производства, транспорта, здравоохранения, управления и т. п.

2. Соответствие параметров восприимчивости большинства технических средств к воздействию радиочастотных электромагнитных полей требованиям действующих стандартов сегодня, как правило, в процессе обязательных сертификационных испытаний не проверяется, поэтому информация о фактической восприимчивости технических средств к воздействиям радиочастотных электромагнитных полей по порту корпуса, как правило, отсутствует.

3. Требования действующих стандартов к восприимчивости к радиочастотным электромагнитным полям по порту корпуса касаются лишь малой части диапазонов частот FR1, FR2 5G. Поэтому их выполнение не гарантирует надежной защиты функционирования технических средств в сложной электромагнитной обстановке, создаваемой излучениями оборудования 5G.

4. Для исключения ожидаемых крайне опасных последствий массового нарушения функционирования технических средств различного назначения, особенно технических средств объектов критической инфраструктуры, из-за воздействия радиочастотных электромагнитных полей систем мобильной связи 4G/5G/6G необходимо:

а) выполнить исследования восприимчивости технических средств групп 1–8 различных производителей к воздействию радиочастотных электромагнитных полей в полосах частот диапазонов FR1, FR2 с целью определения ее фактических уровней и их соответствия как требованиям действующих стандартов, так и прогнозируемым уровням радиочастотных электромагнитных полей в различных полосах частот мобильной связи при разных сценариях реализации 5G/6G;

б) по результатам этих исследований выполнить необходимую ревизию требований действующих стандартов к восприимчивости технических средств различного назначения к воздействию радиочастотных электромагнитных полей мобильной связи, а также определить необходимые меры по обеспечению электромагнитной совместимости оборудования мобильной связи с техническими средствами, в первую очередь – с техническими средствами объектов критической инфраструктуры, включая обоснование требований по экранированию этих объектов и ограничению использования базовых станций и абонентских терминалов мобильной связи новых поколений на их территории; определение норм необходимого пространственного разнеса технических средств этих объектов по отношению к базовым станциям и абонентским терминалам мобильной связи 4G/5G/6G;

в) выполнить объективные независимые медико-биологические исследования опасности импульсных сигналов режима TDD в диапазонах FR1, FR2 5G для населения с учетом отдаленных последствий для здоровья будущих поколений и по их результатам установить предельно допустимые уровни радиочастотных электромагнитных полей для населения. С высокой вероятностью, учитывая выводы [18], эти нормативы будут в десятки раз ниже действующих предельно

допустимых уровней квазинепрерывных радиочастотных электромагнитных полей, что в значительной мере уменьшит (либо исключит) опасность воздействия импульсных радиочастотных электромагнитных полей 5G на технические средства критической инфраструктуры;

d) до завершения исследований по пунктам (а), (с) исключить «корпоративную» ревизию [8, 9] гигиенических нормативов воздействия радиочастотных электромагнитных полей систем мобильной связи на население, что на начальном этапе внедрения технологий и услуг 5G способно в определенной мере ограничить их опасность как для населения, так и для технических средств критической инфраструктуры различных видов.

5. Приведенные результаты свидетельствуют о целесообразности разработки единой методологии защиты как населения, так и объектов критической инфраструктуры от воздействия радиочастотных электромагнитных полей систем мобильной связи 4G/5G/6G с использованием сопоставимых критериев электромагнитной безопасности и определением защитных зон и зон ограничения застройки, единых для населения и технических средств, например, по уровню 10 мкВт/см^2 (6 В/м) для средних значений интенсивности квазинепрерывных электромагнитных полей в режиме FDD и для мгновенных значений интенсивности импульсных электромагнитных полей в режиме TDD.

Список литературы / References

1. *Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-Advanced*. Report ITU-R M.2135-1 (12/2009).
2. *IMT Vision – Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond*. Recommendation ITU-R M.2083 (09/2015).
3. *Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2030 and Beyond*. Recommendation ITU-R M.2160-0 (11/2023).
4. Hardell L., Carlberg M. (2020) Health Risks from Radiofrequency Radiation, Including 5G, Should Be Assessed by Experts with No Conflicts of Interest. *Oncology Letters*. 20 (4). DOI: 10.3892/ol.2020.11876.
5. Grigoriev O. A., Goshin M. E., Prokofyeva A. V., Alekseeva V. A. (2019) Features of National Policy in Approaches to Electromagnetic Field Safety of Radio Frequencies Radiation in Different Countries. *Hygiene & Sanitation*. 98 (11), 1184–1190 (in Russian).
6. Grigoriev O. A., Nikitina V. N., Nosov V. N., Pekin A. V., Alekseeva V. A., Dubrovskaya E. N. (2020) Electromagnetic Radiation Safety: Russian National and International Regulatory Frameworks for Radio-frequency Electromagnetic Fields. *Zdorov'e Naseleniya i Sred a Obitaniya*. (10), 28–33 (in Russian).
7. Mordachev V. I. (2022) Refined Analysis of the Correlation Between the Accepted Maximum Permissible Levels of Radio Frequency Electromagnetic Fields for the Population and the Lethality Rate of Covid-19. *Doklady BGUIR*. 20 (1), 55–64. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-55-64>.
8. *Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz)*. ICNIRP 2020.
9. Spodobayev Yu. M. (2020) Electromagnetic Safety of Modern Wireless Technologies: ICNIRP Documents. *Electrosvyas*. (4), 21–24 (in Russian).
10. Mordachev V. I., Svistunou A. S., Sinkevich E. V. (2024) Electromagnetic Safety of 4G/5G Mobile Communications. *Doklady BGUIR*. 22 (2), 80–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-2-80-91> (in Russian).
11. *Specific Sanitary and Epidemiological Requirements for the Maintenance and Operation of Facilities that Are Sources of Non-Ionizing Radiation*. Approved by Resolution No 360 of the Council of Ministers of the Republic of Belarus dated June 4, 2019 (in Russian).
12. *Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-2020*. Report ITU-R M.2412, 2017.
13. *Nokia-Airscale-5G-Radio-Description-Datasheet-5g.pdf*. Available: <https://1com.net/wp-content/uploads/2021/05/Nokia-airscale-5G-radio-description-datasheet-5g.pdf>.
14. *Methods for Determining Levels of Electromagnetic Radiation Generated by Transmitting Radio Equipment Operating in the Radiofrequency Range. Instructions for Use*. Approved by the Deputy Minister of Health – Chief State Sanitary Doctor of the Republic of Belarus on April 29, 2013. Reg. No 006-0413 (in Russian).
15. *Electromagnetic Compatibility of Technical Equipment. Radio-Frequency Electromagnetic Field Immunity. Requirements and Test Methods*. State Standard R 51317.4.3–2006.
16. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., Lei X., et al. (2019) 6G. Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies. *IEEE VT Magazine*. 14 (3), 28–41.
17. Deprez K., Stroobandt B., Veludo A. F., Vecsei Z., Necz P. P., Politański P., et al. (2025) 5G RF EMF Spectral Exposure Assessment in Four European Countries. *Bioelectromagnetics*. 46 (6). DOI: 10.1002/bem.70019.

18. Grigoriev O. A., Zubarev Y. B. The Effects of Wireless Communication Electromagnetic Energy Influence on Persons: Predictions of the Growth for Conditioned Morbidity, Their Implementation and Problems of Evaluation. *Conceptii*. 1 (41), 3–17 (in Russian).
19. Schiffarth A.-M., Ta T. J., Bornkessel C., Schilling L.-M., Hein M., Heberling D. (2025) Definition and Validation of an Exposure Measurement Method for a Typical Load of a Base Station. *Bioelectromagnetics*. 46 (8), 1–13. <https://doi.org/10.1002/bem.70029>.
20. Najera A., Villaescusa-Tebar A., Gonzalez-Rubio J., Garcia-Pardo C. (2025) Dual Evaluation and Spatial Analysis of RF-EMF Exposure in 5G: Theoretical Extrapolations and Direct Measurements. *Bioelectromagnetics*. 46 (6). <https://doi.org/10.1002/bem.70020>.

Поступила 27.01.2026
Received: 27 January 2026

Принята в печать 20.02.2026
Accepted: 20 February 2026

Вклад авторов

Мордачев В. И. выполнил постановку задачи, разработал методику анализа электромагнитной совместимости технических средств и оборудования мобильной связи, участвовал в обсуждении результатов исследований и подготовке статьи.

Синькевич Е. В. принял участие в обсуждении методики анализа электромагнитной совместимости технических средств с оборудованием 4G/5G и результатов исследований.

Свистунов А. С. разработал методику оценки необходимого пространственного разнеса технических средств и оборудования 4G/5G, участвовал в обсуждении результатов исследований.

Иванченко В. А. выполнил анализ и систематизацию требований стандартов к предельно допустимым уровням радиочастотных электромагнитных полей для технических средств различного назначения, расчет необходимого пространственного разнеса для таких технических средств, подготовил графическую часть статьи.

Authors' contribution

Mordachev V. formulated the problem, developed a methodology for analyzing the electromagnetic compatibility of technical means and equipment for mobile communications, participated in the discussion of research results and the preparation of the article.

Sinkevich E. took part in the discussion of the methodology for analyzing the electromagnetic compatibility of technical equipment with 4G/5G equipment and the research results.

Svistunou A. developed a methodology for assessing the required spatial separation of 4G/5G technical equipment and facilities and participated in the discussion of research results.

Ivanchenko V. performed an analysis and systematization of the requirements of standards for maximum permissible levels of radio-frequency electromagnetic fields for technical equipment of various purposes, calculated the necessary spatial separation for such technical equipment, and prepared the graphic part of the article.

Сведения об авторах

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

Синькевич Е. В., зам. зав. НИЛ 1.7, БГУИР

Свистунов А. С., науч. сотр. НИЛ 1.7, БГУИР

Иванченко В. А., стажер, мл. науч. сотр. НИЛ 1.7, БГУИР

Адрес для корреспонденции

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

Information about the authors

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

Sinkevich E., Deputy Head of the Lab 1.7, BSUIR

Svistunou A., Researcher at the Lab 1.7, BSUIR

Ivanchenko V., Intern, Junior Researcher at the Lab 1.7, BSUIR

Address for correspondence

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



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36>

УДК 621.396

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РАДИОЛОКАТОРОМ С АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА БАЗЕ ПОДРЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

И. А. ДУБОВИК¹, С. В. КОЗЛОВ², И. А. ЗАЙЦЕВ², П. Д. КРИВИЦКИЙ²

¹Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Рассмотрены варианты измерителя угловых координат отраженного сигнала с использованием искусственных нейронных сетей для радиолокатора с перестройкой частоты на базе антенной решетки с подрешетками с формированием суммарного и разностных каналов и сетки адаптированных приемных каналов вблизи направления наблюдения. Разработана модель амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов при перестройке частоты и угловом сканировании. Предложены варианты архитектуры нейронных сетей на базе многослойного персептрона для случая создания суммарно-разностных каналов и комплексированной сверточной нейронной сети и многослойного персептрона при формировании сетки адаптированных приемных каналов. На основе моделирования показано, что предлагаемые архитектуры обеспечивают практически полное устранение ошибок оценивания угловых координат, связанных с наличием амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов при близкой к потенциально достижимой точности оценивания.

Ключевые слова: антенная решетка, корреляционная матрица, сверточная нейронная сеть, многослойный персептрон, пеленгатор, пространственная компенсация помех, подрешетка.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Оценивание угловых координат радиолокатором с антенной решеткой на базе подрешеток с использованием искусственных нейронных сетей / И. А. Дубовик [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 25–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36>.

ESTIMATING ANGULAR COORDINATES OF A SUBARRAY RADAR USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

ILYA DUBOVIK¹, SERGEY KOZLOV², ILYA ZAITSEV², PAVEL KRIVITSKY²

¹Military Academy of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. This paper examines variants of a reflected signal angular coordinate meter using artificial neural networks for a frequency-agile radar based on an antenna array with subarrays, generating sum and difference channels, and an array of adapted receiving channels near the observation direction. A model of amplitude-phase-frequency non-identities of receiving channels during frequency agility and angular scanning is developed. Neural network architectures are proposed based on a multilayer perceptron for the case of creating sum-and-difference channels and a complex convolutional neural network and a multilayer perceptron for generating an array of adapted receiving channels. Modeling shows that the proposed architectures ensure the almost complete elimination of angular coordinate estimation errors associated with the presence of amplitude-phase-frequency non-identities of receiving channels, with an estimation accuracy close to the potentially achievable one.

Keywords: antenna array, correlation matrix, convolutional neural network, multilayer perceptron, direction finder, spatial interference compensation, subarray.

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

For citation. Dubovik I., Kozlov S., Zaitsev I., Krivitsky P. (2026) Estimating Angular Coordinates of a Subarray Radar Using Artificial Neural Networks. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 25–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-25-36> (in Russian).

Введение

В настоящее время возрастает интерес к использованию искусственных нейронных сетей (ИНС) при обработке радиолокационной информации, в том числе при оценивании угловых координат (УК) радиолокационных целей [1–6]. Для достижения высокой помехоустойчивости радиолокационных измерителей УК необходимо внедрять многоканальные приемные системы с разделением апертуры антенной решетки (АР) на подрешетки и оптимальные алгоритмы обработки принимаемых сигналов с реализацией методов цифрового диаграммообразования (ЦДО), обнаружения и измерения координат [7–14], в том числе с реализацией пространственной компенсации помех, воздействующих по боковым лепесткам и скатам главного лепестка (ГЛ) диаграмм направленности (ДН) основных каналов измерителя.

К специфике измерения УК в отличие, например, от измерения дальности и скорости радиолокационной цели, относятся объективные трудности в формировании опорного сигнала, т. е. эталонного распределения амплитуд и фаз принимаемого сигнала на выходах приемных каналов или распределения амплитуды выходных сигналов системы обработки при физическом или виртуальном сканировании заданной угловой области при заданных УК радиолокационной цели. Это определяется зависимостью ДН подрешеток от направления наблюдения, влиянием местных предметов, изменениями импеданса подрешеток при угловом сканировании, вплоть до полного «ослепления» АР, нестабильностями коэффициентов передачи приемных трактов, дискретностью фазовращателей и аттенуаторов антенных элементов АР, разбросом их характеристик и т. д. Ситуация еще более осложняется при использовании в радиолокаторе перестройки частоты для защиты от естественных и преднамеренных помех. Для получения опорного сигнала с требуемым качеством используют трудоемкую, длительную и дорогостоящую калибровку приемных каналов и соответствующие поправочные таблицы. Однако и в этом случае опорный сигнал из-за остаточных ошибок будет отличаться от принимаемого.

Второй фактор, резко ограничивающий возможности по точному измерению УК, особенно в условиях помех, связан с высокой вычислительной сложностью алгоритмов измерения УК. Чаще всего реализация оптимальных алгоритмов обработки в случае угловых измерений при существующих ограничениях невозможна.

Указанные факторы определяют актуальность использования ИНС в качестве устройств измерения УК. Нейросетевые алгоритмы обработки сигналов обладают способностью к выявлению скрытых закономерностей и естественным вычислительным параллелизмом. Об актуальности данного направления свидетельствует большое число публикаций, в которых рассмотрены некоторые варианты использования ИНС в качестве измерителей УК и различные архитектуры ИНС [1–7]. Обсуждаются вопросы применения ИНС как с действительными и комплексными входными сигналами и весовыми коэффициентами, так и с линейными функциями активации для предварительного цифрового диаграммообразования [7] и т. д. Общий подход заключается в использовании ИНС как устройства для универсальной аппроксимации результатов обработки. Вместе с тем в имеющихся публикациях в полной мере не установлены взаимосвязи оптимальных алгоритмов обработки сигналов и измерения координат в АР с подрешетками с возможными архитектурами ИНС, отсутствуют исследования по влиянию погрешностей реализации многоканальной приемной системы на достижимые характеристики измерения УК в радиолокаторе с подрешетками.

Цель исследований – обоснование архитектур ИНС-измерителей УК для радиолокатора на базе АР с подрешетками во взаимосвязи со статистически оптимальными алгоритмами при наличии погрешностей в реализации и исследование эффективности предлагаемых решений.

Классические алгоритмы моноимпульсного пеленгования и анализ возможности их реализации с использованием искусственных нейронных сетей

Классический амплитудный суммарно-разностный пеленгатор

Наиболее распространенный алгоритм функционирования амплитудного суммарно-разностного пеленгатора [7, 9] предполагает формирование сигналов суммарного \dot{Y}_Σ и разност-

ных $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$, $\dot{Y}_{\Delta\beta}$ каналов по азимуту и углу места на выходе тракта первичной обработки радиолокатора (устройств внутрипериодной и междупериодной обработки) с формированием в момент времени $t = t_r$, соответствующий времени задержки t_r отраженного сигнала, оценок УК вида:

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{\mu_\alpha} \frac{\operatorname{Re}\{\dot{Y}_\Sigma(t)Y_{\Delta\alpha}^*(t)\}}{|\dot{Y}_\Sigma(t)|^2} \Big|_{t=t_r}; \quad \hat{\beta} = \frac{1}{\mu_\beta} \frac{\operatorname{Re}\{\dot{Y}_\Sigma(t)Y_{\Delta\beta}^*(t)\}}{|\dot{Y}_\Sigma(t)|^2} \Big|_{t=t_r}, \quad (1)$$

где $\mu_{\alpha(\beta)}$ – крутизна дискриминационной характеристики по соответствующей координате.

Для антенной решетки на базе подрешетки сигналы суммарных и разностных каналов могут быть сформированы в виде

$$\dot{Y}_\Sigma(t) = V\{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{y}(t)\}; \quad \dot{Y}_{\Delta\alpha}(t) = V\{\mathbf{w}_{\Delta\alpha}^H \mathbf{y}(t)\}; \quad \dot{Y}_{\Delta\beta}(t) = V\{\mathbf{w}_{\Delta\beta}^H \mathbf{y}(t)\}, \quad (2)$$

где V – оператор, отражающий накопление сигналов в устройствах внутрипериодной и междупериодной обработки радиолокатора; $\mathbf{y}(t) = (\dot{Y}_1(t), \dots, \dot{Y}_L(t))^T$ – вектор выходных сигналов $l = \overline{1, L}$ подрешеток АР; H – знак эрмитового сопряжения; \mathbf{w}_Σ , $\mathbf{w}_{\Delta\alpha}$, $\mathbf{w}_{\Delta\beta}$ – векторы весовых коэффициентов (ВВК) сигналов суммарного, разностного по азимуту и углу места каналов (далее – основных моноимпульсных приемных каналов), определяемые выражениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_\Sigma &= \sum_{n=1}^4 b_n^\Sigma \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\Sigma = (1, 1, 1, 1)^T; \\ \mathbf{w}_{\Delta\alpha} &= \sum_{n=1}^4 b_n^\alpha \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\alpha = (1, -1, -1, 1)^T; \\ \mathbf{w}_{\Delta\beta} &= \sum_{n=1}^4 b_n^\beta \mathbf{f}(\alpha_{ph} + b_n^\alpha \gamma \Delta\alpha, \beta_{ph} + b_n^\beta \gamma \Delta\beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0); \quad \mathbf{b}^\beta = (1, 1, -1, -1)^T; \end{aligned} \quad (3)$$

$\mathbf{f}(\alpha, \beta) = (\dot{F}_1(\alpha, \beta), \dots, \dot{F}_L(\alpha, \beta), \alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$ – вектор ДН подрешеток; α_{ph}, β_{ph} – направление наблюдения (направление фазирования подрешеток); γ – относительный сдвиг ДН парциальных каналов; $\Delta\alpha, \Delta\beta$ – ширина главного лепестка ДН суммарного канала по азимуту и углу места; f_0 – несущая частота.

Как следует из (3), вектор ДН подрешеток, ВВК основных моноимпульсных приемных каналов, а также формируемая оценка $(\hat{\alpha}, \hat{\beta})$ УК зависят от направления наблюдения и несущей частоты. Обозначим вектор условий наблюдения как $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$. После получения оценок азимута и угла места согласно (1) их корректируют по правилу:

$$\tilde{\alpha} = \hat{\alpha} + \delta\alpha(\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \mathbf{p}); \quad \tilde{\beta} = \hat{\beta} + \delta\beta(\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \mathbf{p}), \quad (4)$$

где $\delta\alpha(\hat{\alpha}, \mathbf{p})$, $\delta\beta(\hat{\beta}, \mathbf{p})$ – калибровочная функция (на практике – поправочная таблица).

Реализация введения поправок согласно (4) технически требует запоминания поправочных таблиц, получаемых на этапе измерений характеристик радиолокатора, например, в безэховой камере или на радиотехническом полигоне с использованием «обноса» эталонного источника отраженного сигнала в заданном угловом секторе при всех значениях направлений наблюдения и несущих частот. Анализ (1)–(4) применительно к классическому суммарно-разностному алгоритму без компенсации помех показывает, что входными сигналами ИНС должны являться сигналы суммарного \dot{Y}_Σ и разностных $\dot{Y}_{\Delta\alpha}$, $\dot{Y}_{\Delta\beta}$ каналов, а также параметры $\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0$ условий наблюдения. При этом целесообразны следующие нормировки в части сигналов:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\Delta\alpha}^H &= \frac{\dot{Y}_{\Delta\alpha}}{\dot{Y}_\Sigma} = |\dot{Y}_{\Delta\alpha}^H| e^{j2\pi\psi_{\Delta\alpha}^H}; \quad \psi_{\Delta\alpha}^H = \frac{\arg \dot{Y}_{\Delta\alpha}^H}{2\pi}; \\ \dot{Y}_{\Delta\beta}^H &= \frac{\dot{Y}_{\Delta\beta}}{\dot{Y}_\Sigma} = |\dot{Y}_{\Delta\beta}^H| e^{j2\pi\psi_{\Delta\beta}^H}; \quad \psi_{\Delta\beta}^H = \frac{\arg \dot{Y}_{\Delta\beta}^H}{2\pi}. \end{aligned} \quad (5)$$

Значение $0 \leq \psi_{\Delta\alpha(\beta)}^H \leq 1$, и в случае наличия отраженного сигнала при практически важных отношениях сигнал/шум $\text{SNR} \gg 1$ с высокой вероятностью будем иметь $|\dot{Y}_{\Delta\alpha(\beta)}^H| < 1$.

Такая нормировка позволяет исключить \dot{Y}_Σ из числа входных сигналов и ограничиться нормированными амплитудами и фазами сигналов разностных каналов.

Для условия наблюдения $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$ целесообразно также выполнить нормировку к диапазону $[0; 1]$ следующим образом:

$$\alpha_{ph}^H = \frac{\alpha_{ph} - \alpha_{\min}}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}; \quad \beta_{ph}^H = \frac{\beta_{ph} - \beta_{\min}}{\beta_{\max} - \beta_{\min}}; \quad f_0^H = \frac{f_0 - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}}, \quad (6)$$

где $\alpha_{\max}, \beta_{\max}, \alpha_{\min}, \beta_{\min}$ – максимальный и минимальный углы наблюдения по азимуту (углу места) соответственно; f_{\max}, f_{\min} – максимальная и минимальная несущие частоты.

При нормировках (5) и (6) все входные величины, за исключением амплитуд сигналов разностных каналов, изменяются от 0 до 1. Таким образом, ИНС-измеритель УК для суммарно-разностной схемы должен иметь семь действительных входных сигналов. В качестве ожидаемых выходных сигналов ИНС использовали абсолютные (в радианах) угловые отклонения $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ отраженного сигнала от направления наблюдения, вычисляемые согласно выражениям:

$$\varepsilon_\alpha = \alpha - \alpha_{ph}; \quad \varepsilon_\beta = \beta - \beta_{ph}, \quad (7)$$

где α, β – истинные значения азимута и угла места полезного сигнала.

При типовых значениях ширины ГЛ ДН АР радиолокатора по азимуту и углу места (1° – 10°) абсолютное значение величин $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ будет заведомо меньше единицы. Следует отметить, что операция (4) введения поправочных коэффициентов реализуется на этапе обучения ИНС.

Пеленгатор с виртуальным сканированием заданной пространственной области

В данном случае измерение угловых координат может проводиться с предварительной компенсацией помех, либо без компенсации. При использовании адаптивной пространственной компенсации помех вычисление оценок угловых координат выполняется путем решения оптимизационной задачи вида [7, 10]

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}, \hat{\beta} &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \frac{|V\{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2}{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\hat{\Phi}\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})} = \\ &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \frac{|V\{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}} = \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} |V\{\mathbf{w}_H^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}(t)\}|^2, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – оценка мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов приемных каналов для заданного направления и условий наблюдения, $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\hat{\Phi}\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$; $\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – оптимальный по критерию максимума отношения сигнал/помеха + шум ВВК для приема отраженного сигнала с углового направления (α, β) и условий наблюдения \mathbf{p} , определяемый по формуле:

$$\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \hat{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}); \quad (9)$$

$\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы (КМ) процессов на выходах приемных каналов (подрешеток) радиолокатора; $\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – нормированный ВВК, определяемый по формуле:

$$\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\hat{\Phi}^{-1}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}}. \quad (10)$$

Задача (8) может быть решена численно, например, градиентным методом или методом Ньютона, а основным проблемным вопросом (8) являются высокие вычислительные затраты.

Для алгоритма пеленгования без компенсации помех полагали $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}^{-1} = \mathbf{I}$, $\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ и

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} = \arg \max_{\alpha, \beta} \frac{|\mathbf{f}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|^2} = \arg \max_{\alpha, \beta} |\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2, \quad (11)$$

где

$$\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|}, \quad (12)$$

то есть алгоритм, полностью аналогичный (8) и отличающийся вычислением нормированного ВВК. Для упрощения при записи в (11) опущены зависимость от времени и оператор V .

Согласно (8) или (11), осуществлялось виртуальное сканирование заданной области пространства (в пределах ГЛ ДН антенны на передачу) с вычислением решающей статистики вида $Z(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = |\mathbf{w}_H(\alpha, \beta, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2$ векторами (9) или (12) с последующим нахождением аргумента максимума в угловой заданной области. Для более сложного, в сравнении с (11), алгоритма (8) возможны две стратегии его реализации на ИНС:

1) на вход ИНС подаются нормированная КМ процессов на выходах приемных каналов и нормированные выходные сигналы подрешеток, а операции, входящие в (8), реализуются опосредованно при обучении ИНС; данный вариант рассматривался применительно к малоэлементному пеленгатору на базе квадрантной АР в [4];

2) на вход ИНС подаются величины $Z_{i,j} = Z(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = |\mathbf{w}_H^H(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p})\mathbf{y}|^2$ – выходные сигналы схемы ЦДО с заданной дискретностью $\delta\alpha, \delta\beta$ по азимуту и углу места в окрестности в пределах ширины ГЛ ДН антенны на передачу от направлений α_{ph} и β_{ph} наблюдения:

$$\alpha_i = \alpha_{ph} + \delta\alpha \left(i + \frac{J_\alpha + 1}{2} \right), \quad i = \overline{1, J_\alpha}; \quad \delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{J_\alpha - 1};$$

$$\beta_j = \beta_{ph} + \delta\beta \left(j + \frac{J_\beta + 1}{2} \right), \quad j = \overline{1, J_\beta}; \quad \delta\beta = \frac{\Delta\beta}{J_\beta - 1},$$

где J_α, J_β – размер сетки по азимуту и углу места.

Этот подход аналогичен предложенному в [6], но с учетом нормировки выходного сигнала к оценке мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов и, кроме того, целесообразна нормировка входных сигналов ИНС к $[0; 1]$ вида $Z_{i,j} = \frac{Z_{i,j}}{\max Z_{i,j}}$.

Иллюстрация формирования сигналов приемных каналов для ИНС приведена на рис. 1. Темными точками показаны узлы сетки для направлений фокусировки АР относительно заданного направления фазирования подрешеток, ромбом – положения источника полезного сигнала, а прямоугольниками справа – значения выходных сигналов «сетки» указанных приемных каналов. Грубая оценка УК – это узел сетки с максимальным значением выходного сигнала. Точная оценка может быть получена аппроксимацией выходных сигналов связки приемных каналов параболюидом и нахождением его вершины численными методами оптимизации, например, градиентным методом. Снизу и слева от основной системы координат показаны ДН суммарного и разностных каналов для классического амплитудного суммарно-разностного пеленгатора.

Следует отметить, что случай формирования суммарно-разностных каналов фактически соответствует случаю формирования четырех парциальных каналов аналогично (8) или (11) с последующим переходом к суммарному и двум разностным каналам.

Пусть число подрешеток в АР составляет L , тогда в первой стратегии реализации ИНС для представления верхнего треугольника (с учетом эрмитовости) КМ необходимо $\frac{L(L+1)}{2}$ значений, из которых L элементов действительные (главная диагональ), а $\frac{L(L+1)}{2} - L = \frac{L^2 - L}{2}$ элементов – комплексные. При переходе к действительным элементам, например, модулю и фазе, как в [4], получим L^2 действительных входных сигналов в части представления КМ. Для выходных сигналов подрешеток в квадратурном представлении необходимо $2L$ элементов. То есть общее число входных сигналов ИНС составит $L_{HC} = L^2 + 2L$, и для типовых случаев $L = 4$ (квадрантная решетка) и $L = 16$ (по четыре подрешетки по азимуту и углу места) получим для первой стратегии $L_{HC} = 24$ и $L_{HC} = 288$.

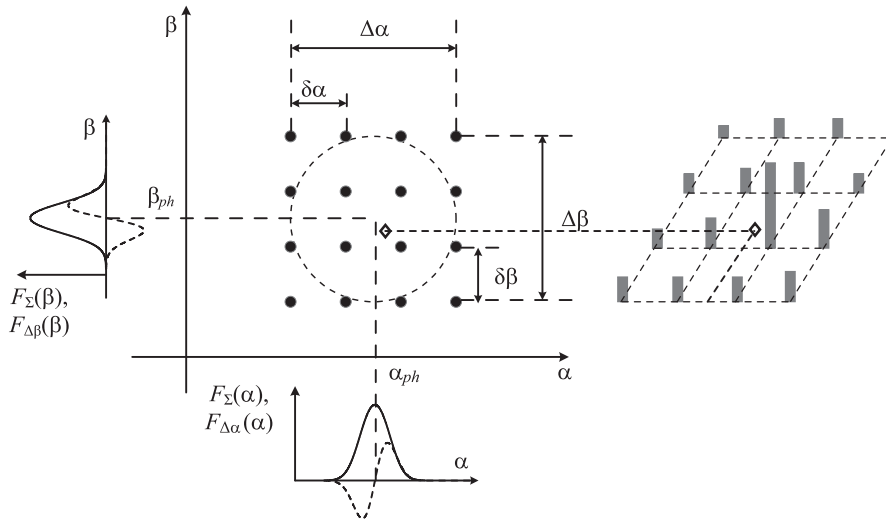


Рис. 1. Формирование сигналов приемных каналов для искусственной нейронной сети
Fig. 1. Formation of receiving channel signals for an artificial neural network

Для второй стратегии число входных сигналов ИНС-измерителя УК требует обоснования с использованием моделирования, но, опираясь на результаты [6, 14], предварительно можно выбрать от $L_{nc} = 4$ для беспомеховых условий до $L_{nc} = 16-36$ для условий помех. Таким образом, вторая стратегия обладает явным преимуществом по числу входных сигналов ИНС. Первая стратегия может быть использована при небольшом числе подрешеток.

Следует отметить, что возможным вариантом измерителя УК с компенсацией помех является предложенный в [15], предполагающий введение ограничений на значение ДН адаптированных суммарного и разностных каналов согласно алгоритму Фроста с использованием единой системы ограничений в каналах. Этот вариант объединяет возможность компенсации помех с прямоотсчетным измерением УК согласно (1).

Структурная схема радиолокатора с предварительным ЦДО и ИНС-измерителем УК приведена на рис. 2.

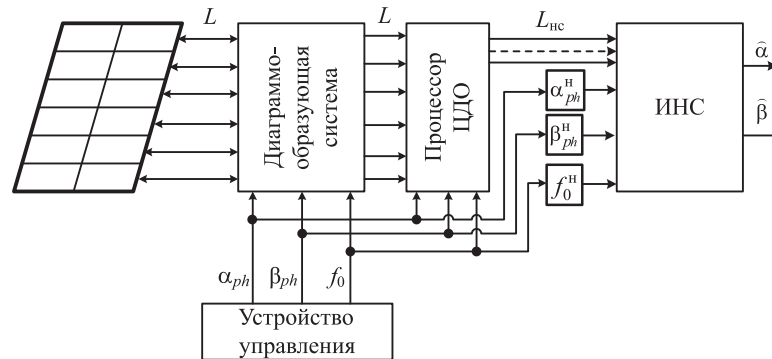


Рис. 2. Структурная схема радиолокатора с цифровой диаграммообразующей системой и искусственной нейронной сетью в качестве измерителя угловых координат

Fig. 2. Block diagram of a radar with a digital beamforming system and an artificial neural network as an angular coordinate meter

Схема на рис. 2 является универсальной для классического пеленгатора с суммарно-разностной обработкой (выходные сигналы процессора ЦДО – две нормированные амплитуды разностных каналов и две фазы) и для амплитудного пеленгатора с «виртуальным» сканированием (нормированные выходные сигналы результатов ЦДО – сетки из 4–36 лучей). Отметим, что существенная часть погрешностей при выполнении ЦДО будет связана с ошибками в задании направляющих векторов в (9) и (12), т. е. с различием значений, подставляемых в (9), (12), и истинных значений ДН приемных каналов совместно с коэффициентом передачи всего приемного тракта и тракта обработки при приеме сигналов и формировании оценки КМ процессов на выходах приемных каналов. Эти различия будут приводить к смещению максимумов в (8),

(11), что требует использования поправочных таблиц согласно (4). Одно из преимуществ применения ИНС в качестве измерителя УК заключается в «запоминании» поправочных таблиц в весовых коэффициентах ИНС в процессе обучения.

Модель амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов

При функционировании радиолокатора имеют место амплитудно-фазочастотные неидентичности (АФЧН) реальных приемных каналов радиолокатора и «модельных» приемных каналов, которые используются при обработке сигналов (ЦДО) согласно (3), (8)–(12). Амплитудно-фазовые различия между реальными и модельными приемными каналами приводят к негативным последствиям при измерении УК: смещениям нулей дискриминационной характеристики при обработке в суммарно-разностной схеме, смещению максимума для пеленгатора с виртуальным сканированием, уменьшению эффективности когерентного накопления в пространственной области и т. д. Для уменьшения неидентичностей используют калибровку приемных каналов, суть которой заключается в измерении характеристик реальных приемных каналов и их записи в качестве «модельных» в (3), (9) или (12). Однако из-за неизбежных ошибок свести АФЧН к нулю не представляется возможным.

АФЧН удобно разделить на две составляющие: АФЧН-РТ радиотрактов приемных каналов (подрешеток), определяемые только несущей частотой, и АФЧН-АР ДН подрешеток АР, возникающие в процессе углового сканирования из-за различий характеристик фазовращателей и аттенуаторов, разных условий согласования для подрешеток и т. д.

Анализ характеристик приемных трактов до аналого-цифрового преобразователя (устройств согласования, усилителей высоких частот, смесителей, усилителей промежуточных частот, квадратурных демодуляторов) радиолокаторов с перестройкой частоты свидетельствует об их значительной «изрезанности» в рабочем диапазоне частот. В первом приближении нормированные амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики радиотрактов приемных каналов могут быть заданы моделью вида

$$\dot{K}(f_0, n) = (1 + \xi_A(f_0, n)) e^{j\xi_\varphi(f_0, n)}, \quad (13)$$

где $\xi_A(f_0, n)$, $\xi_\varphi(f_0, n)$ – независимые для каждой рабочей частоты f_0 и номера n приемного тракта (подрешетки) центрированные нормально распределенные случайные числа со среднеквадратичными отклонениями по амплитуде $\sigma_A \ll 1$ и по фазе $\sigma_\varphi = 0^\circ\text{--}30^\circ$.

АФЧН-АР ДН подрешеток при угловом сканировании моделировались в виде

$$\dot{F}(f_0, n, n_\alpha, n_\beta) = (1 + \vartheta_A(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)) e^{j\vartheta_\varphi(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)}, \quad (14)$$

где $\vartheta_A(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)$, $\vartheta_\varphi(f_0, n, n_\alpha, n_\beta)$ – независимые для каждой рабочей частоты f_0 , номера n подрешетки и номеров n_α , n_β направлений наблюдения по азимуту и углу места центрированные нормально распределенные случайные числа со среднеквадратичными значениями по амплитуде $\sigma_A \ll 1 = 0,1$ и $\sigma_\varphi = 0^\circ\text{--}60^\circ$.

Результирующие АФЧН при угловом сканировании и перестройке частоты определяются произведением (13) и (14).

Выбор архитектур искусственных нейронных сетей для измерения угловых координат

Вариант пеленгатора на базе ИНС с формированием суммарно-разностных каналов не содержит в явном виде пространственных данных, поэтому для обработки был использован многослойный перцептрон (multilayer perceptron, MLP) с действительными входными сигналами. Входной слой имеет семь нейронов, из которых четыре – нормированные амплитуды и фазы сигналов двух разностных каналов, три – нормированные параметры условий наблюдения. Число скрытых слоев и число нейронов в них определяются требуемым объемом «запоминаемой» информации и должны рассчитываться экспериментально. Для предлагаемых параметров радиолокатора число скрытых слоев составляло три, в первом слое использовалось $K = 256$ нейронов, функции активации в нейронах скрытых слоев – ReLU (Rectified Linear Unit), число нейронов уменьшалось от слоя к слою в два раза. Выходной слой – линейный с двумя нейронами (оценка азимута и угла места цели).

Вариант пеленгатора с формированием сетки приемных каналов в явном виде содержит пространственные данные, поэтому была использована комбинированная ИНС, включающая сверточную нейронную сеть (convolutional neural network, CNN) и MLP. Входные сигналы CNN – квадраты модулей выходных сигналов адаптированных приемных каналов. CNN включает два слоя свертки и слой признаков, выход которого объединяется с входными сигналами условий наблюдения и подается на входной слой MLP (два скрытых слоя, активация ReLU, линейный выходной слой). Архитектура ИНС-измерителей УК приведена на рис. 3 в виде фрагмента кода PyTorch.

```
# Многослойный персептрон
K=256
class DeepMLP(nn.Module):
    def __init__(self, input_dim):
        super(DeepMLP, self).__init__()
        self.net = nn.Sequential(
            nn.Linear(input_dim, K),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K, K // 2),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 2, K // 4),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 4, K // 8),
            nn.ReLU(),
            nn.Linear(K // 8, 2))
    def forward(self, x):
        return self.net(x)

# Сверточная сеть + многослойный персептрон
Jaz, Jel=5, 5
class CNN_MLP(nn.Module):
    def __init__(self, Jaz, Jel):
        super(CNN_MLP, self).__init__()
        self.conv1=nn.Conv2d(1,16,3,padding=1)
        self.conv2=nn.Conv2d(16,32,3,padding=1)
        self.fc_cnn=nn.Linear(32*Jaz*Jel,128)
        self.fc_mlp1=nn.Linear(128+3,64)
        self.fc_mlp2=nn.Linear(64, 32)
        self.fc_out=nn.Linear(32, 2)
    def forward(self, x_img, x_aux):
        x=torch.relu(self.conv1(x_img))
        x=torch.relu(self.conv2(x))
        x=x.view(x.size(0), -1)
        x=torch.relu(self.fc_cnn(x))
        z= torch.cat([x, x_aux], dim=1)
        z = torch.relu(self.fc_mlp1(z))
        z = torch.relu(self.fc_mlp2(z))
        return self.fc_out(z)
```

Рис. 3. Архитектура искусственной нейронной сети в качестве измерителя угловых координат
Fig. 3. Artificial neural network architecture as an angular coordinate meter

Реализация искусственных нейронных сетей для измерения угловых координат

Формирование датасета. Для обучения ИНС формировались обучающие выборки (датасет) из 2^{18} элементов, из которых 1000 – тестовые. Формирование датасета проводилось с использованием модели радиолокатора при следующих параметрах:

- число подрешеток по азимуту и углу места 6 и 4 при числе элементов в подрешетке по азимуту и углу места также 6 и 4;
- средняя несущая частота 10 ГГц, диапазон рабочих частот 9,9–10,1 ГГц, шаг сетки частот 10 МГц (201 несущая частота);
- межэлементное расстояние соответствовало центральной частоте и составляло 1,5 см;
- сектор работы радиолокатора по азимуту $\pm 45^\circ$, по углу места 0° – 45° , сканирование осуществлялось со случайной перестройкой частоты в заданном диапазоне и с дискретностью, соответствующей ширине ГЛ ДН АР по соответствующей координате (для выбранных значений – $2,8^\circ$ по азимуту и $6,4^\circ$ по углу места);
- среднеквадратичные значения АФЧН принимались $\sigma_A = \nu_A = 0,1$ и $\sigma_\varphi = \nu_\varphi = 15^\circ$;
- угловое положение источника полезного сигнала – в пределах ширины ГЛ ДН АР от заданного направления наблюдения; отношение сигнал/шум в подрешетке при обучении составляло 50 дБ, при получении показателей точности – 0–20 дБ;
- вариант пеленгатора с формированием суммарного и разностных каналов моделировался в беспомеховых условиях, вариант с виртуальным сканированием и компенсацией помех – дополнительно при наличии единственной помехи с отношением помеха/шум в подрешетке SNR = 50 дБ и случайными угловыми координатами источника помех в пределах сектора сканирования радиолокатора.

ИНС-измерители УК были реализованы с использованием библиотеки PyTorch, число эпох обучения задавалось в пределах 3–10 тыс.

Показатели эффективности измерения угловых координат. С учетом того, что для ошибки амплитудного суммарно-разностного пеленгатора с нормировкой к мгновенному значению суммарного канала распределены по закону Стьюдента с числом степеней свободы $3/2$, для которого второго центрального момента не существует, для оценки точности пеленгования использовались межквартильный размах IQR и ширина функции распределения, в пределы которой попадает 90 % всех измерений, определяемые как:

$$IQR = q_{0,75} - q_{0,25}; \Delta_{0,9} = q_{0,95} - q_{0,05},$$

где q_p – квантиль функции распределения ошибки, соответствующий вероятности p , $q_p = \inf(x : F(x) \geq p)$.

Для нормального распределения $IQR = 1,35\sigma$, $\Delta_{0,9} = 2,56\sigma$.

В качестве потенциально достижимой точности пеленгации принималась нижняя граница Крамера – Рао для оценок максимального правдоподобия вида

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta}, |\hat{A}|, \hat{\varphi} = \arg \max_{\alpha, \beta, |A|, \varphi} \ln p(\alpha, \beta, |A|, \varphi / \mathbf{y}), \quad (15)$$

где $\ln p(\alpha, \beta, |A|, \varphi / \mathbf{y}) = -(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}))^H \Phi^{-1}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}))$ – логарифм функции правдоподобия при совместном оценивании угловых координат и комплексной амплитуды $\hat{A} = |\hat{A}|e^{j\varphi}$ полезного сигнала.

Среднеквадратичные ошибки оценивания азимута и угла места вычислялись с использованием информационной матрицы Фишера и усреднялись по всем направлениям наблюдения.

Результаты обучения искусственной нейронной сети и моделирования

Результаты моделирования и расчетов для различных отношений сигнал/шум и помеховых ситуаций приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты оценки точности
Table 1. Accuracy assessment results

| Тип пеленгатора | SNR в подрешетке, дБ | m_e , град. | σ_e , град. | IQR , град. | $\Delta_{0,9}$, град. |
|---|-------------------------|---------------|--------------------|----------------|------------------------|
| Статистически оптимальный (граница Крамера – Рао) | 50 | 0 / 0 | 0,001 / 0,002 | 0,0013 / 0,003 | 0,003 / 0,005 |
| | 20 | 0 / 0 | 0,029 / 0,059 | 0,039 / 0,080 | 0,077 / 0,156 |
| | 10 | 0 / 0 | 0,091 / 0,187 | 0,123 / 0,252 | 0,241 / 0,496 |
| | 0 | 0 / 0 | 0,289 / 0,590 | 0,390 / 0,080 | 0,796 / 1,563 |
| Суммарно-разностный без поправочных таблиц | 50 | 0,10 / -0,50 | 0,310 / 0,540 | 0,283 / 0,479 | 1,069 / 1,814 |
| | 20 | 0,10 / -0,51 | 0,310 / 0,540 | 0,295 / 0,502 | 1,059 / 1,807 |
| | 10 | 0,11 / -0,51 | 0,330 / 0,610 | 0,348 / 0,652 | 1,123 / 2,030 |
| | 0 | 0,11 / -0,50 | 0,450 / 1,010 | 0,601 / 1,230 | 1,474 / 3,121 |
| MLP с использованием сигналов суммарно-разностных каналов | 50 | -0,01 / -0,02 | 0,020 / 0,022 | 0,024 / 0,026 | 0,062 / 0,068 |
| | 20 | -0,01 / -0,01 | 0,081 / 0,131 | 0,072 / 0,128 | 0,205 / 0,341 |
| | 10 | -0,02 / -0,02 | 0,216 / 0,528 | 0,218 / 0,430 | 0,661 / 1,313 |
| | 0 | -0,06 / -0,16 | 0,499 / 1,175 | 0,594 / 1,312 | 1,590 / 3,754 |
| С формированием оценок (8) градиентным методом без поправочных таблиц | 50 | -0,05 / 0,33 | 0,070 / 0,020 | 0,056 / 0,031 | 0,247 / 0,061 |
| | 20 | -0,05 / 0,33 | 0,086 / 0,069 | 0,080 / 0,090 | 0,292 / 0,228 |
| | 10 | -0,05 / 0,33 | 0,141 / 0,209 | 0,164 / 0,285 | 0,456 / 0,684 |
| | 0 | -0,05 / 0,33 | 0,722 / 0,673 | 0,456 / 0,887 | 1,269 / 2,153 |
| | 20 + помеха | -0,05 / 0,31 | 0,352 / 0,541 | 0,363 / 0,672 | 1,011 / 1,736 |
| CNN + MLP, сетка из 4 лучей | 50 | 0,03 / 0,01 | 0,035 / 0,038 | 0,043 / 0,044 | 0,109 / 0,116 |
| | 20 | 0,03 / 0,01 | 0,055 / 0,088 | 0,074 / 0,104 | 0,181 / 0,287 |
| | 10 | 0,03 / 0,01 | 0,140 / 0,256 | 0,181 / 0,346 | 0,459 / 0,818 |
| | 0 | 0,03 / -0,04 | 0,407 / 0,727 | 0,543 / 0,980 | 1,345 / 2,207 |
| | 20 + помеха | 0,04 / -0,01 | 0,260 / 0,437 | 0,231 / 0,397 | 0,642 / 1,127 |
| CNN + MLP, сетка из 25 лучей | 50 | 0,02 / -0,01 | 0,023 / 0,025 | 0,025 / 0,029 | 0,068 / 0,077 |
| | 20 | 0,02 / -0,01 | 0,042 / 0,069 | 0,054 / 0,084 | 0,135 / 0,229 |
| | 10 | 0,02 / -0,01 | 0,117 / 0,205 | 0,145 / 0,291 | 0,379 / 0,668 |
| | 0 | 0,01 / -0,05 | 0,379 / 0,635 | 0,474 / 0,801 | 1,261 / 2,050 |
| | 20 + помеха | 0,02 / -0,04 | 0,277 / 0,481 | 0,320 / 0,532 | 0,873 / 1,446 |

Выборочные среднеквадратичные ошибки для суммарно-разностного пеленгатора приведены справочно. На рис. 4 изображены иллюстративные гистограммы ошибок для суммарно-разностной системы при SNR = 50 дБ без поправочных таблиц и на выходе обученной ИНС.

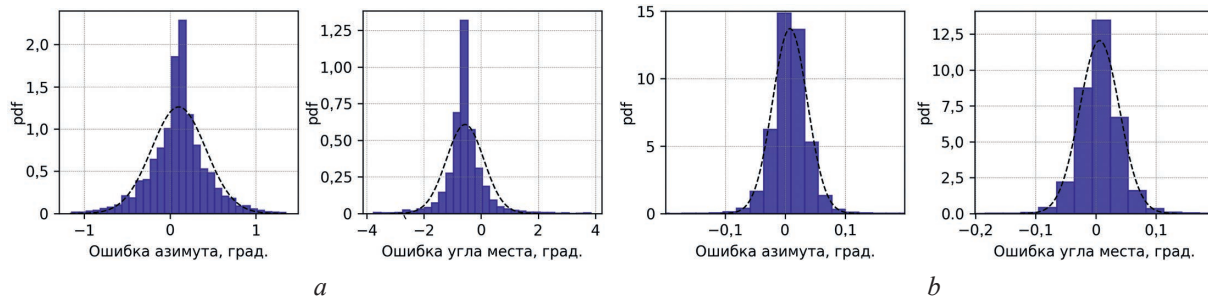


Рис. 4. Гистограммы ошибок для физической суммарно-разностной системы без поправочных таблиц (a) и на выходе обученной искусственной нейронной сети (b)

Fig. 4. Error histograms for a physical sum-difference system without correction tables (a) and at the output of a trained artificial neural network (b)

Результаты исследований и их обсуждение

Отмечены значительные смещения формируемых оценок для суммарно-разностного пеленгатора и пеленгатора с формированием измерений (8) градиентным методом при наличии АФЧН реальных и модельных приемных каналов. Так, для суммарно-разностного пеленгатора без поправок точность оценивания азимута и угла места в секторе сканирования слабо зависит от отношения сигнал/шум и определяется в основном смещением нулей разностных каналов по азимуту и углу места при угловом сканировании, а также за счет АФЧН реальных и модельных каналов. Пеленгатор с формированием измерений (8) также характеризуется заметным математическим ожиданием ошибок оценок, которые определяются исключительно АФЧН без влияния углового сканирования, а его точность в целом выше, чем у пеленгатора с суммарно-разностными каналами. Его недостатком является большое, порядка 25–30, число итераций при решении (8).

Минимальная среднеквадратичная ошибка (при предельно больших отношениях сигнал/шум) ИНС на базе MLP с использованием сигналов суммарно-разностных каналов составляла 0,4–0,7 % от ширины ГЛ ДН при практически полностью исключенных систематических ошибках. Влияние углового сканирования и АФЧН исключается за счет «запоминания» поправочных коэффициентов в весах MLP. Зависимость точности пеленгации от отношения – классическая, обратно пропорциональная квадратному корню из отношения сигнал/шум. Такая же минимальная среднеквадратичная ошибка, но на базе формирования сетки приемных каналов, составляла 0,5–1,3 % и 0,4–0,6 % от ширины ГЛ ДН при формировании сетки приемных каналов 2×2 и 5×5 соответственно. Проигрыш по точности для сетки 2×2 в сравнении с сеткой 5×5 составлял примерно 1,5 раза при существенном упрощении как устройства ЦДО, так и числа входных сигналов ИНС. Систематическая ошибка исключалась практически полностью при характерной для классического случая обратно пропорциональной зависимости среднеквадратичной ошибки от квадратного корня из отношения сигнал/шум.

ИНС с использованием выходных приемных каналов сетки обеспечивала устойчивое функционирование в условиях внешних помех. Так, в случае применения сетки 5×5 среднеквадратичная ошибка пеленгации по азимуту при отношении сигнал/шум в подрешетке 20 дБ и наличии одной помехи с отношением помеха/шум в подрешетке 50 дБ увеличивалась до 0,28° (10 % от ширины ГЛ) по сравнению с 0,042° при отсутствии помехи, т. е. примерно в шесть раз. Однако работоспособность пеленгатора при наличии подавляющей помехи сохранялась. Возрастание ошибок определяется как увеличением мощности взвешенных внутренних шумов приемных каналов при компенсации помехи и снижением эффективности когерентного накопления полезного сигнала в пространственной области, так и случаями воздействия помехи по скатам ГЛ ДН АР.

Заключение

1. Проведенные исследования позволили подтвердить гипотезу о возможности достижения близкой к потенциальной точности измерения угловых координат целей при типовых отношениях сигнал/шум с применением искусственной нейронной сети для радиолокатора с антенной решеткой на базе подрешеток при использовании перестройки частоты и углового сканирования в широком секторе. В этом случае компенсация амплитудно-фазочастотных неидентичностей ре-

альных и «модельных» каналов происходит при обучении искусственной нейронной сети за счет «запоминания» поправочных коэффициентов в ее весах.

2. Наилучшие результаты продемонстрировал вариант с предварительным формированием сигналов сетки адаптированных приемных каналов и использованием искусственной нейронной сети в виде комплексированной сверточной нейронной сети и многослойного персептрона.

3. Для дальнейших исследований интерес представляют разработка методики формирования датасета для обучения искусственной нейронной сети на базе реальных сигналов (измерений) и синтетических данных, а также экспериментальная проверка измерителя угловых координат с использованием искусственной нейронной сети.

Список литературы

1. Татузов, А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации / А. Л. Татузов. М.: Радиотехника, 2009.
2. Богословская, М. А. Применение нейронных сетей в задачах пеленгации радиолокационных целей / М. А. Богословская, К. Ю. Гаврилов // Фазотрон. 2007. № 3–4.
3. Морозова, Е. О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е. О. Морозова, П. Е. Овчинников, М. Ю. Семенова // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Серия «Радиофизика». 2013. № 6. С. 62–66.
4. Козлов, С. В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей / С. В. Козлов // Доклады БГУИР. 2018. № 5. С. 31–37.
5. Семенов, Л. М. Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети / Л. М. Семенов, Л. Б. Фридман // Ural Radio Engineering Journal. 2023. № 7. С. 291–303. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004.
6. Шацкий, Н. В. Нейросетевой метод оценки угловых координат радиолокационных целей в цифровой антенной решетке / Н. В. Шацкий // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 7. С. 4–13.
7. Ратынский, М. В. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / М. В. Ратынский, В. И. Порсев. М.: Радиотехника, 2019.
8. Григорьев, Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках / Л. Н. Григорьев. М.: Радиотехника, 2010.
9. Skolnik, M. I. Radar Handbook / M. I. Skolnik; 3rd ed. USA: McGraw-Hill, 2008.
10. Wirth, W. D. Radar Techniques Using Array Antennas / W. D. Wirth; 2nd ed. England: Stevenage, Institution of Engineering and Technology, 2013.
11. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986.
12. Fenn, A. J. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications / A. J. Fenn. USA: Artech House, 2008.
13. Haykin, S. Adaptive Filter Theory / S. Haykin; 5th ed. UK: Pearson, 2014.
14. Козлов, С. В. Выбор параметров реализации и свойства адаптивных максимально-правдоподобных алгоритмов оценивания угловых координат цели в радиолокационном измерителе с многоканальной приемной системой / С. В. Козлов, Ле Ван Кьонг // Наука и военная безопасность. 2020. № 1. С. 42–46.
15. Карпухин, В. И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех / В. И. Карпухин, С. В. Козлов, В. И. Сергеев // Антенны. 2010. № 6. С. 71–76.

Поступила в редакцию 25.02.2026

Принята в печать 10.03.2026

References

1. Tatusov A. L. (2009) *Neural Networks in Radar Problems*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
2. Bogoslovskaya M. A., Gavrilov K. Yu. (2007) Application of Neural Networks in Radar Target Direction Finding Problems. *Phazotron*. (3–4) (in Russian).
3. Morozova E. O., Ovchinnikov P. E., Semenova M. Yu. (2013) Neural Network Processing of Monopulse Radar. *Vestnik of Lobachevsky University of Nizhni Novgorod. Series "Radiophysics"*. (6), 62–66 (in Russian).
4. Kozlov S. V. (2018) Signal Processing of Little Elements Monopulse Direction Finder in the Conditions of Strong Interference Using Neural Networks. *Doklady BGUIR*. (5), 31–37 (in Russian).
5. Semenov L. M., Fridman L. B. (2023) Algorithm for Monopulse Measurement of the Angular Position of an Aircraft Using an Artificial Neural Network. *Ural Radio Engineering Journal*. (7), 291–303. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004 (in Russian).
6. Shatsky N. V. (2022) Neural Network Method for Estimating the Angular Coordinates of Radar Targets in a Digital Antenna Array. *T-Comm: Telecommunications and Transport*. 16 (7), 4–13 (in Russian).

7. Ratynsky M. V., Porsev V. I. (ed.) (2019) *Monopulse Direction Finding in Radars with Digital Phased Arrays*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
8. Grigoriev L. N. (2010) *Digital Beamforming in Phased Antenna Arrays*. Moscow, Radio Engineering Publ. (in Russian).
9. Skolnik M. I. (2008) *Radar Handbook*. USA, McGraw-Hill Publ.
10. Wirth W. D. (2013) *Radar Techniques Using Array Antennas*. England, Stevenage, Institution of Engineering and Technology Publ.
11. Monzingo R. A., Miller T. W. (1986) *Adaptive Antenna Arrays: Introduction to Theory*. Moscow, Radio i Svyaz Publ. (in Russian).
12. Fenn A. J. (2008) *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*. USA, Artech House Publ.
13. Haykin S. (2014) *Adaptive Filter Theory*. UK, Pearson Publ.
14. Kozlov S. V., Le Van Cuong (2020) Selection of Implementation Parameters and Properties of Adaptive Maximum-Likelihood Algorithms for Estimating Target Angular Coordinates in a Radar Measuring Device with a Multi-Channel Receiving System. *Science and Military Security*. (1), 42–46 (in Russian).
15. Karpushin V. I., Kozlov S. V., Sergeev V. I. (2010) Synthesis of Variants of the Structure of Radar Angular Coordinate Meters with Adaptive Spatial Interference Compensation. *Antennas*. (6), 71–76 (in Russian).

Received: 25 February 2026

Accepted: 10 March 2026

Вклад авторов

Дубовик И. А. разработал модель приемных трактов радиолокатора с учетом их амплитудно-фазочастотных неидентичностей и изменения характеристик согласования при угловом сканировании, принял участие в анализе результатов моделирования.

Козлов С. В. выполнил постановку задачи, участвовал в подготовке рукописи статьи.

Зайцев И. А. выполнил анализ алгоритмов пеленгования, разработал структуры радиолокатора с искусственной нейронной сетью, выбрал исходные данные для моделирования, проанализировал их результаты.

Кривицкий П. Д. выполнил анализ целесообразных архитектур искусственной нейронной сети, реализовал их, принял участие в анализе результатов.

Authors' contribution

Dubovik I. developed a model of radar receiving paths, taking into account their amplitude-phase-frequency non-identities and changes in matching characteristics during angular scanning, participated in the analysis of the modeling results.

Kozlov S. completed the formulation of the problem, participated in the preparation of the manuscript of the article.

Zaitsev I. performed an analysis of direction-finding algorithms, developed the structure of a radar with an artificial neural network, selected the initial data for modeling, and analyzed the results.

Krivitsky P. performed an analysis of feasible artificial neural network architectures, implemented them, and participated in the analysis of the results.

Сведения об авторах

Дубовик И. А., канд. техн. наук, доц., докторант Военной академии Республики Беларусь

Козлов С. В., д-р техн. наук, проф., проф. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Зайцев И. А., асп. каф. информационных радиотехнологий, БГУИР

Кривицкий П. Д., студ., БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-89-11
E-mail: i.zajtsev@bsuir.by
Зайцев Илья Александрович

Information about the authors

Dubovik I., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Doctoral Student at the Military Academy of Belarus

Kozlov S., Dr. Sci. (Tech.), Professor, Professor at the Department of Information Radiotechnologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Zaitsev I., Postgraduate of the Department of Information Radiotechnologies, BSUIR

Krivitsky P., Student, BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-89-11
E-mail: i.zajtsev@bsuir.by
Zaitsev Ilya



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-37-45>

УДК 621.382.002

ВЛИЯНИЕ ВНЕОСЕВОГО ОСВЕЩЕНИЯ НА ОПТИМИЗАЦИЮ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ПРОЕКЦИОННОЙ ФОТОЛИТОГРАФИИ С ПРОЕКТНЫМИ НОРМАМИ 250–350 нм

А. А. ЗАХАРЕВИЧ^{1,2}, И. Ю. ЛОВШЕНКО²

¹ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. С увеличением плотности интеграции и уменьшением размеров элементов появляется необходимость оптимизации технологических процессов фотолитографии. Для повышения разрешающей способности и глубины фокуса объективов проекционного оборудования, работающего в УФ-диапазоне на базе ртутных газоразрядных ламп, эффективно применение внеосевого освещения. Метод внеосевого освещения уменьшает дифракционные ограничения и повышает разрешающую способность при проектных нормах порядка 250–350 нм. В статье представлены результаты комплексного анализа методов формирования и оптимизации систем внеосевого освещения в проекционной фотолитографии, предложен и апробирован метод имитации внеосевого кольцевого освещения для установок, не имеющих штатных систем повышения разрешения, эффективность и адекватность которого подтверждены проведенными экспериментальными исследованиями.

Ключевые слова: проекционная фотолитография, внеосевое освещение, разрешающая способность, проектные нормы интегральных микросхем, глубина фокуса, минимальный элемент разрешения, оборудование проекционной печати, экспонирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Захаревич, А. А. Влияние внеосевого освещения на оптимизацию технологического процесса проекционной фотолитографии с проектными нормами 250–350 нм / А. А. Захаревич, И. Ю. Ловшенко // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 37–45. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-37-45>.

THE IMPACT OF OFF-AXIS ILLUMINATION ON THE OPTIMIZATION OF THE 250–350 nm PROJECTION PHOTOLITHOGRAPHY PROCESS

ANDREI ZAKHAREVICH^{1,2}, IVAN LOVSHENKO²

¹JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL” (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. With increasing integration density and decreasing feature sizes, there is a need to optimize photolithography processes. Off-axis illumination is effective in increasing the resolution and depth of focus of lenses in projection equipment operating in the UV range using mercury-vapor discharge lamps. Off-axis illumination reduces diffraction limitations and improves resolution within design limits of approximately 250–350 nm. This article presents the results of a comprehensive analysis of methods for developing and optimizing off-axis illumination systems in projection photolithography. A method for simulating off-axis ring illumination for systems lacking standard resolution enhancement systems is proposed and tested. The effectiveness and adequacy of this method are confirmed by experimental studies.

Keywords: projection photolithography, off-axis illumination, resolution, integrated circuit design rules, depth of focus, minimum resolution element, projection printing equipment, exposure.

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

For citation. Zakharevich A., Lovshenko I. (2026) The Impact of Off-Axis Illumination on the Optimization of the 250–350 nm Projection Photolithography Process. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 37–45. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-37-45> (in Russian).

Введение

Современные тенденции развития микроэлектроники, направленные на постоянную миниатюризацию элементов топологии, определяют необходимость реализации проектных норм в диапазоне от 250 до 350 нм для технологий проекционной фотолитографии. Переход к таким проектным нормам предъявляет новые требования к улучшению оптических характеристик оборудования, в частности, к разрешающей способности и глубине резкости (фокуса) (depth of field (depth of focus), DOF) процессов фотолитографии, а также к методам повышения разрешения (resolution enhancement techniques, RET).

В процессе формирования субмикронных структур должны учитываться дифракционные явления в осветительной системе и проекционном объективе, а также взаимное влияние смежных элементов фотошаблона (эффект оптической близости). На этом уровне критические размеры (critical dimension, CD) становятся высокочувствительными к флуктуациям дозы экспонирования и дефокусировке. Традиционно для компенсации данных искажений применяется оптимизация топологии фотошаблона и технологических режимов. Однако для оборудования предыдущих поколений, не оснащенного штатными системами внеосевого освещения, задача обеспечения необходимого технологического окна остается нерешенной.

В статье рассмотрены эффективные подходы к повышению разрешающей способности и увеличению глубины резкости (фокуса) литографического оборудования за счет разработки и обоснования концепции реализации внеосевого освещения в существующих установках, изначально не обладающих данной функциональностью. В частности, выполнено сравнение параметров внеосевого освещения (коэффициента когерентности и кольцевого отношения) на современных литографических установках, предложено техническое решение по модификации осветительной системы для формирования кольцевого освещения на оборудовании без штатных систем повышения разрешения, проведена экспериментальная проверка эффективности разработанного метода для улучшения качества воспроизведения топологического рисунка.

Анализ методов оптимизации разрешения и глубины фокуса проекционной системы

Формирование элементов топологии интегральных микросхем (ИМС) на поверхности пластины с фоторезистом затруднено, когда требуется получить размеры меньше длины волны экспонирующего УФ-излучения. По критерию Релея разрешение проекционной системы R определяется дифракционным пределом [1–5]

$$R = k_1 \frac{\lambda}{NA}, \quad (1)$$

где k_1 – коэффициент, зависящий от технологического уровня производства; λ – длина волны экспонирующего излучения (для i -line УФ-спектра $\lambda = 365$ нм); NA – числовая апертура объектива, $NA = n \sin \theta$; θ – апертурный угол; n – показатель преломления среды.

Оптимизация разрешающей способности может осуществляться за счет уменьшения длины волны экспонирования или увеличения NA объектива. Однако это приводит к значительному уменьшению глубины резкости (фокуса) проекционного объектива $\Delta Z(\text{DOF})$, который приближенно обратно пропорционален квадрату NA [1–5]:

$$\Delta Z(\text{DOF}) = k_3 \frac{\lambda}{n \sin^2 \left[\frac{1}{2} \sin^{-1} \left(\frac{1}{n} \sin \theta \right) \right]} \approx k_2 \frac{\lambda}{(NA)^2}, \quad (2)$$

где k_2, k_3 – коэффициент, зависящий от технологического уровня производства.

На практике разрешающая способность и глубина резкости (фокуса) определяются не только параметрами оптики, но и характеристиками фотолитографического процесса. Поэтому коэф-

коэффициенты k_1 и k_2 зависят от технологических факторов и обычно отличаются от классических значений. Связь между глубиной резкости (фокуса) и минимальным размером элемента можно выразить через соответствующие коэффициенты, которые показывают, что при возрастании требуемого разрешения глубина резкости (фокуса) уменьшается [1, 2, 5, 6]:

$$\Delta Z(\text{DOF}) = \frac{k_2}{k_1^2} \cdot \frac{R_{\min}^2}{\lambda}. \quad (3)$$

В (1) уменьшение R может быть достигнуто тремя основными путями:

- использованием излучателей с меньшей длиной волны (например, эксимерных лазеров);
- увеличением числовой апертуры проекционных объективов (включая иммерсионные методы);
- уменьшением коэффициента k_1 посредством применения RET.

Первые два способа обычно ухудшают DOF и существенно удорожают оборудование. Третий путь (минимизация k_1) может одновременно улучшить разрешение и DOF, но диктует более строгие требования к разработке фотошаблонов. Минимальный размер на пластине определяется отношением предельного размера на фотошаблоне к коэффициенту масштабирования проекционной установки (например, 10:1, 5:1, 4:1).

Рассмотрим методы повышения разрешающей способности для оборудования с УФ-источниками ртутных ламп (для длины волны λ , равной 365, 404 и 436 нм) [7, 8]. Ограничения, влияющие на разрешение при проецировании топологического рисунка, в основном связаны с дифракцией на фотошаблоне и aberrациями оптики [2, 9, 10]. Если пренебречь факторами, влияющими на свойства объектива во время эксплуатации, то при проекции изображений основную роль играет дифракция, а не aberrация. Дифракция Фраунгофера описывает дифракцию в плоских волнах при больших расстояниях от препятствия; дифракция Френеля – то же, но при малых расстояниях, и проявляется в контактной фотолитографии. Проекционная система в основном подвержена эффектам Фраунгофера [7, 10].

Согласно оптической теории Фурье, свет, прошедший через фотошаблон, формирует в плоскости зрачка объектива пространственный спектр световой волны. Фотошаблон с периодическими линиями (период P) при освещении дает дискретный спектр дифракционных порядков, расположенных с интервалом, пропорциональным $1/P$. Поскольку входная апертура объектива конечна, высокие порядки отсеиваются. При малых периодах остаются лишь нулевой и первые порядки (рис. 1).

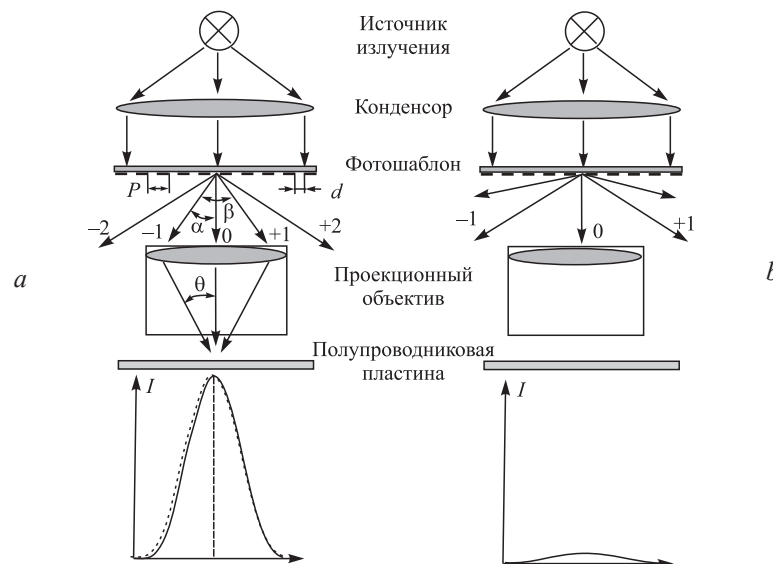


Рис. 1. Дифракционные порядки, образованные элементами фотошаблона шириной d и периодом P топологии с шагом: $a - (\geq \lambda/NA)$; $b - (< \lambda/NA)$

Fig. 1. Diffraction orders formed by photomask elements of width d and topology period P with a pitch of: $a - (\geq \lambda/NA)$; $b - (< \lambda/NA)NA$

Нормированное распределение интенсивности в плоскости изображения для рассматриваемого случая (для простоты предполагается, что кратность объектива равна единице) может быть представлено следующим образом [2]:

$$I(x) = \frac{1}{4} + \frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{2\pi x}{P}\right) + \frac{4}{\pi^2} \cos^2\left(\frac{2\pi x}{P}\right). \quad (4)$$

Первый член правой части в (4) соответствует равномерной засветке, второй (несущий основную информационную составляющую) отражает результат интерференции первых порядков с нулевым. Третий член обусловлен интерференцией первых порядков между собой и вносит в результирующее изображение гармоническую компоненту двойной частоты, повышая контраст изображения.

На рис. 1 показан процесс оптического переноса топологии периодических элементов фотошаблона шириной d и периодом P на полупроводниковую пластину с нанесенным фоторезистом. Элементы топологии фотошаблона формируют дискретный спектр пространственных частот с интервалами $2\pi/P$. Если показатель преломления среды $n = 1$, дифракционные порядки m выйдут под углом θ , где:

$$NA = \sin \theta = m \frac{\lambda}{P}, \quad m = \pm 0 \pm 1 \pm 2, \dots \quad (5)$$

Условие прохождения ± 1 порядков через апертуру объектива определяется соотношением

$$NA = \sin \theta \geq \frac{\lambda}{P}. \quad (6)$$

При осевом пространственно-когерентном освещении разрешаемый период P не может быть меньше λ/NA – при дальнейшем уменьшении периода изображение исчезает. В схеме Келера [10–13] осветитель формирует изображение источника в плоскости входного зрачка (рис. 2).

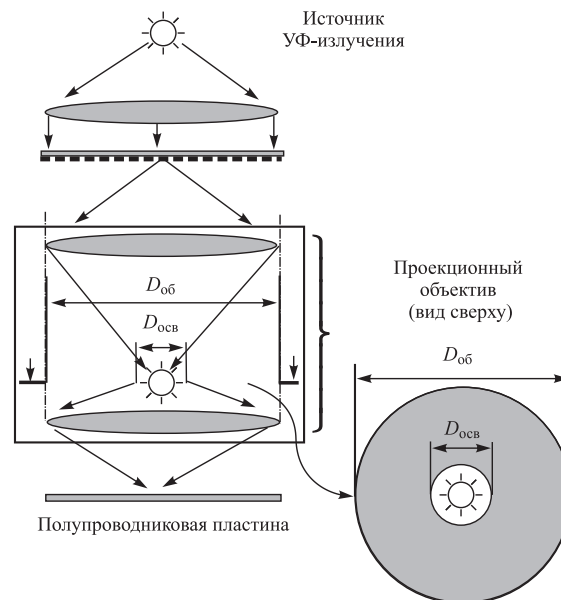


Рис. 2. Отношение диаметра апертуры оптической системы осветителя к диаметру апертуры объектива
Fig. 2. The ratio of the aperture diameter of the optical system of the illuminator to the aperture diameter of the lens

В зависимости от формы и размеров изображения источника освещение бывает когерентным, частично когерентным или некогерентным. Коэффициент заполнения зрачка σ (фактор когерентности) определяется как отношение числовых апертур конденсора осветительной оптической системы $NA_{осв}$ и проекционного объектива $NA_{об}$

$$\sigma = \frac{NA_{осв}}{NA_{об}} \approx \frac{D_{осв}}{D_{об}}, \quad 0 \leq \sigma \leq 1. \quad (7)$$

Зная σ , можно найти коэффициент k_1 дифракционного предела разрешения

$$k_1 = \frac{1}{2(\sigma + 1)}. \quad (8)$$

При $k_1 = 0,5$ – освещение когерентное, при $k_1 = 0,25$ – некогерентное. Формула (8) учитывает только дифракционные эффекты. Для полного описания процесса необходимо учитывать

влияние фоторезиста и технологических режимов. В фотолитографии применяют осветители с $\sigma \approx 0,25-0,80$, реализуя внеосевое освещение диафрагмами квадруполя, кольцевой апертуры или более сложных форм (рис. 3).

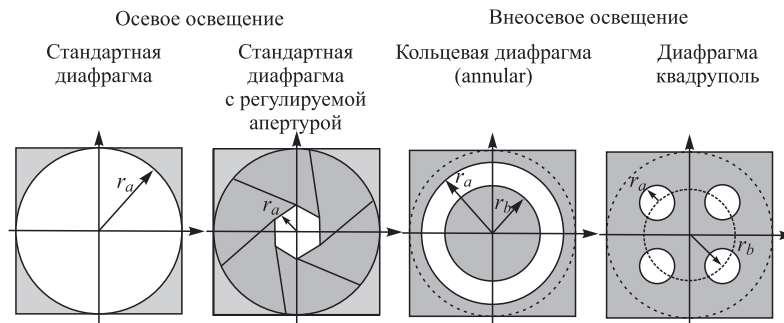


Рис. 3. Типы диафрагм освещения для проекционного оборудования фотолитографии
Fig. 3. Types of illumination diaphragms for photolithography projection equipment

Внеосевое освещение позволяет вместе с нулевым порядком ввести в объектив хотя бы один ненулевой порядок дифракции, что восстанавливает полезную информацию и повышает разрешающую способность, пусть и с некоторой потерей контраста. Это особенно важно для периодических структур с периодом менее λ/NA [1, 4, 5]. Стандартная осевая диафрагма формирует световой поток, попадающий на фотошаблон, параллельно оптической оси. Стандартная осевая диафрагма с регулируемой апертурой формирует световой поток на фотошаблон, почти параллельно оптической оси. За счет уменьшения диаметра ирисовой диафрагмы, центрированной по оптической оси проекционного объектива, можно незначительно улучшить глубину резкости (фокуса) и равномерность освещенности по кадру, при этом уменьшая разрешающую способность и рабочее поле экспонирования (мощность-дозу). Она предназначена для оптимизации светового потока освещения при использовании фотошаблонов с фазовым сдвигом.

Внеосевая диафрагма квадруполь-система внеосевого освещения представляет собой четыре отдельных полюса, расположенных по одному в каждом квадранте зрачка осветителя, ориентированного под углом 45° к оптическим осям x и y . Квадруполь ориентирует и наклоняет дифрагированный световой поток на фотошаблоне относительно оптической оси. Максимальная двухлучевая интерференция достигается, когда интерферирующие лучи радиально симметричны относительно центра оптической оси, а не радиально симметричная интерференция минимальна. Оптимизируя расположение и размеры отверстий относительно фотошаблона при использовании этой диафрагмы, можно улучшить как разрешение, так и получить наибольшую глубину резкости (фокуса). Эта диафрагма зависит от конструкции шаблона и эффективна в основном в отношении стандартных вертикальных/горизонтальных линий топологии, другие ориентации не будут оптимальными.

Внеосевая кольцевая диафрагма выполнена в форме тороидальной апертуры, центрированной по оптической оси проекционного объектива и наклоняющей световой поток, падающий на фотошаблон, к оптической оси. Отношение радиуса r_b к радиусу r_a называется кольцевым отношением, которое характеризует область пропускания диафрагмы. Оптимизируя размеры отверстий относительно фотошаблона, можно улучшить как разрешение, так и глубину фокусировки. При использовании кольцевой диафрагмы снижается контрастность изображения из-за наличия эффекта близости, но увеличивается глубина резкости (фокуса). Эта диафрагма эффективна в основном для вертикальных/горизонтальных и наклонных направлений линий топологии фотошаблона, не чувствительна к эффектам моста.

Рассмотрим процессы дифракции и интерференции при сравнении осевого и внеосевого кольцевого освещения (рис. 4).

При осевом освещении световая волна, проходя через фотошаблон, дифрагирует с образованием четных и нечетных дифракционных порядков. С уменьшением периода дифракционной решетки угол β увеличивается, и меньшее количество дифракционных порядков попадает во входную апертуру проекционной линзы. Для получения качественного изображения во входную апертуру должны попадать 0-й и ± 1 -е дифракционные порядки. Интерференция этих трех лучей при обычном типе освещения определяет полную информацию об изображении. Порядок 0 (центральный максимум) представляет собой область максимальной суммарной интенсивности прямого распространения света, прошедшего через дифракционную решетку и не претерпевшего отклонения, а также не содержит информации об объекте, кроме его общей яркости.

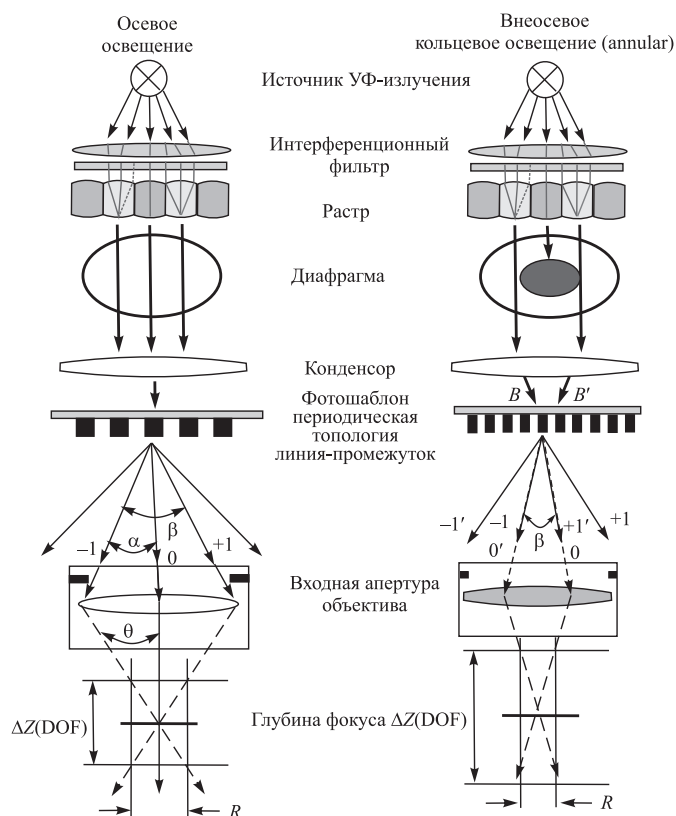


Рис. 4. Сравнение систем осевого и внеосевого кольцевого освещения
Fig. 4. Comparison of on-axis and off-axis ring lighting systems

Порядки ± 1 и более, которые возникли в результате дифракции, содержат информацию о пространственной структуре объекта и фактически формируют изображение объекта, а их положение и интенсивность зависят от характеристики объекта, вызвавшего дифракцию (размеров элементов топологии фотошаблона, формы элементов, периода линий топологии фотошаблона, апертуры объектива, длины волны излучения и др.).

При кольцевом освещении [5, 7, 8] световая волна падает под углом на фотошаблон и дифрагирует с образованием четных и нечетных дифракционных порядков, смещая нулевой порядок. В итоге в апертуру объектива попадают 0-й и ± 1 -е порядки с разных направлений. В этом случае наблюдается интерференция двух лучей 0-го и -1 -го или 0-го и $+1$ -го порядков, что повышает разрешение (вместо угла β получаем $\beta/2$) и увеличивает DOF. Таким образом, за счет замены трехлучевого изображения ± 1 -х и 0-го порядков дифракции обычного осевого освещения на двухлучевое изображение одного ± 1 -х и 0-го порядков вдвое уменьшается угол конуса и фактически удваивается угол приема для передачи интерферирующих пучков света в плоскость изображения на пластине (рис. 4). Глубина резкости (фокуса) при использовании внеосевого освещения достигает максимума, когда шаг топологии близок к расчетному. По мере увеличения шага глубина резкости (фокуса) очень быстро падает, стабилизируясь на уровне глубины фокуса изолированной линии (которая составляет примерно половину максимальной глубины фокуса). Решение проблемы недостаточной глубины резкости (фокуса) для изолированных линий – вспомогательные элементы субмикронного разрешения.

Экспериментальные результаты исследований

В процессе исследований были использованы методы анализа оптических систем и физического эксперимента. Аналитическая часть базировалась на расчете пропускания осветительной системы и дифракционных пределов. Переход от формализованной аналитической постановки к технической реализации модели осуществлялся на оборудовании проекционной фотолитографии ($\lambda = 365$ нм), не оснащенной штатной системой повышения разрешения. В рамках предварительного анализа исследовались параметры диафрагм установок фирм ASML и Nikon, обладающих системами внеосевого освещения. Проанализированы значения коэффициента заполнения зрачка σ , числовых апертур осветительной системы ($NA_{осв}$) и проекционного объектива ($NA_{об}$), а также отношение радиусов кольцевой диафрагмы r_b/r_a .

Экспериментальная апробация проводилась на установке проекционной печати Nikon NSR-2205i11d ($\lambda = 365$ нм) без штатной системы повышения разрешения с использованием режима имитации внеосевого кольцевого освещения посредством внедрения специально изготовленной модификации апертуры (плоской круглой пластины расчетного диаметра), установленной в блок оптических растров. В сочетании с регулируемой ирисовой диафрагмой данное решение обеспечило полную имитацию кольцевого освещения (рис. 5). Оценка разрешения и глубины резкости проводилась с применением специализированного фотошаблона с мирами Фуко. Тест-элементы в виде периодических штрихов четырех направлений располагались в пяти точках рабочего поля фотошаблона (центр и углы). Экспонирование на полупроводниковую пластину осуществлялось с масштабированием 5:1 методом последовательного изменения экспозиции и фокуса (рис. 6). Разрешающая способность определялась по максимальной пространственной частоте различных штрихов, а глубина резкости – по стабильности и форме профиля.



Рис. 5. Имитация внеосевой кольцевой диафрагмы
Fig. 5. Simulation of an off-axis annular diaphragm

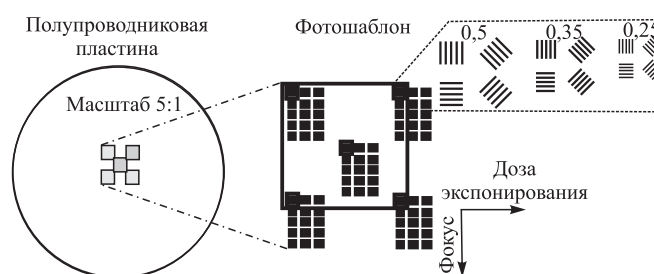


Рис. 6. Расположение штриховой миры (миры Фуко) на фотошаблоне и полупроводниковой пластине с фоторезистом после проявления
Fig. 6. The location of the line pattern (Foucault patterns) on the photomask and the semiconductor wafer with photoresist after development

Линейные размеры измерялись с помощью растровой электронной микроскопии (рис. 7).

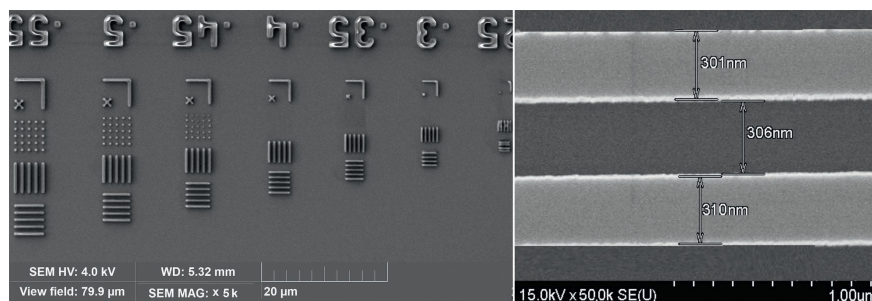


Рис. 7. Элементы теста-миры, полученные с использованием имитации внеосевого кольцевого освещения и измеренные на электронном растровом микроскопе (увеличение $\times 5000$ и $\times 50\,000$)

Fig. 7. Elements of test targets obtained using simulated off-axis ring illumination and measured on a scanning electron microscope (magnification $\times 5000$ and $\times 50\,000$)

На рис. 8 показаны элементы миры при варьировании фокуса. Установлено, что при внеосевом кольцевом освещении глубина резкости $\Delta Z(\text{DOF}) = 0,8$ мкм.

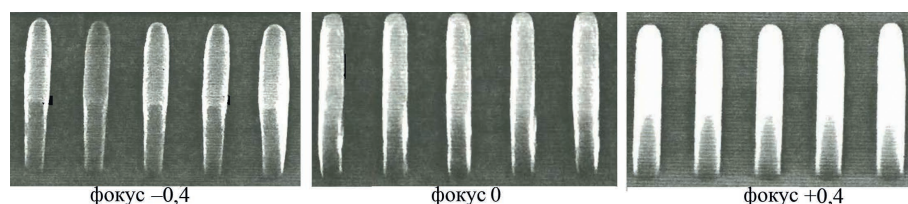


Рис. 8. Элементы теста-миры, полученные с использованием имитации внеосевого кольцевого освещения при проходе по фокусу

Fig. 8. Elements of the test targets obtained using simulated off-axis ring illumination during focus pass

Значения исходных данных эксперимента и полученных в процессе исследований результатов приведены в табл. 1.

Таблица 1. Значения, полученные в процессе исследований
Table 1. Values obtained during the research process

| Параметр | Значение |
|---|-----------|
| Исходные данные | |
| Длина волны экспонирования λ , нм | 365 |
| Числовая апертура объектива (типовое значение) $NA_{об}$ | 0,55 |
| Номинальный критический размер, воспроизводимый оборудованием без системы внеосевого освещения по спецификации $R(CD)$, нм | 350 |
| Допуск по критическому размеру $\Delta CD_{доп}$, нм | 10 |
| Числовая апертура осветителя (конденсора) $NA_{осв}$ | 0,40 |
| Глубина резкости (фокуса) оборудования по спецификации $\Delta Z(DOF)$, мкм | 0,6 |
| Отношение радиусов кольцевой диафрагмы (annular) r_b/r_a , % | 50 |
| Освещенность и равномерность, измеренные внутренним датчиком по полю кадра без системы внеосевого освещения, мВт/см ² (%) | 700 (1,2) |
| Освещенность и равномерность, измеренные внутренним датчиком по полю кадра с кольцевой системой внеосевого освещения, мВт/см ² (%) | 370 (1,7) |
| Фоторезист SPR955-СМ 0.9: толщина пленки, мкм | 0,97 |
| Проявитель MF CD-26: время, с | 60 |
| Начальная доза экспонирования E , мДж/см ² | 165 |
| Шаг экспонирования ΔE , мДж/см ² | 5 |
| Начальное значение фокуса F , мкм | 0 |
| Шаг фокуса ΔF , мкм | 0,2 |
| Полученные результаты | |
| Критический размер с использованием кольцевой системы внеосевого освещения $R(CD)$, нм | 300–310 |
| Глубина резкости (фокуса) оборудования с использованием кольцевой системы внеосевого освещения $\Delta Z(DOF)$, мкм | 0,8 |

Заключение

1. Представлены результаты комплексного анализа методов формирования и оптимизации систем внеосевого освещения в проекционной фотолитографии. Разработан и технически реализован метод имитации внеосевого кольцевого освещения для установок, не имеющих штатных систем повышения разрешения. Экспериментальные исследования подтвердили эффективность и адекватность предложенного подхода: достигнуто стабильное субмикронное разрешение с формированием элементов в диапазоне 250–350 нм при существенном увеличении показателя глубины резкости $\Delta Z(DOF)$ до 0,8 мкм, что расширяет технологические возможности проекционной литографии без изменения длины волны излучения.

2. Предложен и апробирован оригинальный метод формирования кольцевого освещения, основанный на синергии статических экранирующих элементов (центрального обтюратора расчетного диаметра) и регулируемой ирисовой диафрагмы. Данная комбинация позволяет прецизионно управлять коэффициентом частичной когерентности и кольцевым отношением, обеспечивая гибкую настройку осветителя под конкретные топологические нормы.

3. В качестве очередного этапа оптимизации топологии фотошаблонов следует рассмотреть использование вспомогательных элементов субмикронного разрешения для компенсации недостаточной глубины резкости и коррекции профиля изолированных и краевых линий. Для сохранения высокой интенсивности освещенности и обеспечения нормативной равномерности экспонирования по всему полю кадра требуется внедрение в осветительную систему дополнительных элементов корректирующей оптики. Оснащение оборудования дополнительными системами внеосевого освещения с револьверами диафрагм и корректирующей оптики позволит значительно улучшить его характеристики.

4. Использование полученных результатов позволит модернизировать имеющийся парк литографического оборудования без привлечения капиталоемких инвестиций в закупку новых импортных систем. Внедрение предложенных решений обеспечит адаптацию производства к более жестким проектным нормам, повысит стабильность техпроцесса за счет расширения окна фокусировки и увеличит взаимозаменяемость оборудования, что принесет значимый экономический эффект.

Список литературы / References

1. Mack C. A. (2007) *Fundamental Principles of Optical Lithography: The Science of Microfabrication*. Chichester, Wiley Publ.
2. Born M., Wolf E. (1999) *Principles of Optics*. Cambridge, Cambridge University Press Publ.
3. Mack C. A. (1997) *Inside PROLITH™. A Comprehensive Guide to Optical Lithography Simulation. For the PROLITH Family of Lithography Simulation Tools, v5.0*. USA, Austin, Texas, Published by FINLE Technologies, Inc.
4. Lin B. J. (2010) *Optical Lithography: Here is Why*. SPIE Press Publ.
5. *Applications Documentation. Image Quality Control: How to Do the Setup and Run*. ASML, 2001.
6. Wong A. (2001) Resolution Enhancement Techniques in Optical Lithography. *Engineering, Physics*.
7. Mack C. A. (2007) Line-Edge Roughness and Its Impact on Lithography. *Journal of Micro/Nanolithography*. 6 (3). https://www.lithoguru.com/scientist/litho_papers/2010_LER_Ultimate_Limits.pdf.
8. Mack C. A. (2006) *Field Guide to Optical Lithography*. USA, Washington, SPIE Press Publ.
9. Levinson H. J. (2019) *Principles of Lithography*. Bellingham, Washington USA, SPIE Press Publ.
10. Levinson H. J. (2001) *Lithography Process Control*. Bellingham, Washington USA, SPIE Press Publ.
11. Mack C. A. (1988) Understanding Focus Effects in Submicron Optical Lithography. *Optical Engineering*. 27 (12), 1093–1100.
12. Brunner T. A. (1997) Impact of Lens Aberrations on Optical Lithography. *IBM Journal of Research and Development*. 41 (1/2), 57–67.
13. Mack C. A. (1997) Resolution and Depth of Focus in Optical Lithography. *Micro lithographic Techniques in IC Fabrication, Proc., SPIE*. 3183, 14–27.

Поступила 23.02.2026

Принята в печать 03.04.2026

Received: 23 February 2026

Accepted: 3 April 2026

Вклад авторов

Захаревич А. А. обосновал концепцию, сформулировал идею, цели и задачи исследования, выполнил техническую реализацию модели внеосевого кольцевого освещения, проанализировал методы оптимизации и результаты исследования, подготовил текст рукописи и графические материалы.

Ловшенко И. Ю. провел анализ научно-технической литературы, систематизировал данные, скорректировал основные научные выводы.

Authors' contribution

Zakharevich A. substantiated the concept, formulated the idea, goals and objectives of the study, carried out the technical implementation of the off-axis ring lighting model, analyzed the optimization methods and results of the study, prepared the text of the manuscript and graphic materials.

Lovshenko I. conducted an analysis of scientific and technical literature, systematized the data, and adjusted the main scientific conclusions.

Сведения об авторах

Захаревич А. А., вед. инж., ОАО «ИНТЕГРАЛ» – ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»; магистр техн. наук, асп. каф. электронной техники и технологии, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

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

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
Минск, ул. Казинца, 121а
ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»
Тел.: +375 29 572-01-78
E-mail: andyzahar@yandex.ru
Захаревич Андрей Анатольевич

Information about the authors

Zakharevich A., Leading Engineer, JSC “INTEGRAL” – Manager Holding Company “INTEGRAL”, Master Sci. (Tech.), Postgraduate of the Department of Electronic Engineering and Technology, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Lovshenko I., Head of the Research Laboratory “CAD in Micro- and Nanoelectronics” (Lab 4.4), BSUIR

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Kazintsa St., 121a
JSC “INTEGRAL” –
Manager Holding Company “INTEGRAL”
Tel.: +375 29 572-01-78
Email: andyzahar@yandex.ru
Zakharevich Andrei



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-46-54>

UDC 617-7+004.89

ANALYSIS OF ADAPTIVE MODULATION AND CODING SCHEMES IN DVB-T2 BROADCASTING SYSTEMS TO IMPROVE SIGNAL STABILITY, TRANSMISSION EFFICIENCY AND OVERALL QUALITY OF SERVICE

OLAREWAJU PETER AYEORIBE

Federal University Oye-Ekiti (Nigeria)

Abstract. The performance of adaptive modulation and coding in second-generation digital broadcasting systems (DVB-T2) is investigated in terms of the reliability of the transmitted signal, the efficiency of channel bandwidth utilization, and the quality of the supported service. The performance of quadrature phase-shift keying (QPSK) modulation schemes (16QAM, 64QAM, 256QAM) using low-density parity-check (LDPC) codes with rates of 1/2–9/10 is assessed in the context of their application to provide high-quality digital terrestrial television broadcasting based on adaptive modulation and coding methods. The simulation results yielded bit error characteristics for various modulation schemes using LDPC codes at different rates in channels with additive white Gaussian noise and multipath fading simultaneously. It was found that simpler modulation schemes, such as 1/2 rate QPSK, can provide a bit error rate of less than 10^{-5} at a signal-to-noise ratio of 5 dB, while more complex ones, such as 9/10 rate 256QAM, require a signal-to-noise ratio of 25 dB to provide a bit error rate of less than 10^{-6} . An improvement in channel throughput was noted from 1.0 bps/Hz for QPSK modulation to 6.7 bps/Hz for 256QAM under high signal-to-noise ratio conditions.

Keywords: DVB-T2, adaptive modulation and coding, signal stability, spectral efficiency, LDPC coding, bit error characteristics, quality of service.

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

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

For citation. Olarewaju Peter Ayeoribe. (2026) Analysis of Adaptive Modulation and Coding Schemes in DVB-T2 Broadcasting Systems to Improve Signal Stability, Transmission Efficiency and Overall Quality of Service. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 46–54. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-46-54>.

АНАЛИЗ АДАПТИВНЫХ СХЕМ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ВЕЩАНИЯ DVB-T2 ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ СИГНАЛА, ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ И ОБЩЕГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

ОЛАРЕВАЖУ ПИТЕР АЙЕОРИБЕ

Федеральный университет Ойе-Экити (Нигерия)

Аннотация. Исследована производительность адаптивной модуляции и кодирования в системах цифрового вещания второго поколения (DVB-T2) с точки зрения надежности передаваемого сигнала, уровня сложности использования пропускной способности канала и качества поддерживаемой услуги. Проведена оценка производительности схем модуляции квадратурной фазовой манипуляции QPSK (16QAM, 64QAM, 256QAM) с помощью кодов с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) со скоростями 1/2–9/10 в контексте применения этих схем для обеспечения высококачественного цифрового наземного телевизионного вещания на основе методов адаптивной модуляции и кодирования. В результате моделирования получены характеристики битовой ошибки различных схем модуляции с использованием кодов LDPC

при разных скоростях в каналах аддитивного белого гауссовского шума и многолучевом замирании одновременно. Установлено, что более простые схемы модуляции, такие как QPSK со скоростью 1/2, могут обеспечить битовую ошибку менее 10^{-5} при отношении сигнал/шум 5 дБ, а наиболее сложные, такие как 256QAM со скоростью 9/10, требуют отношения сигнал/шум 25 дБ для обеспечения битовой ошибки менее 10^{-6} . Отмечено улучшение пропускной способности канала с 1,0 бит/с/Гц для модуляции QPSK до 6,7 бит/с/Гц для 256QAM в условиях высокого отношения сигнал/шум.

Ключевые слова: DVB-T2, адаптивная модуляция и кодирование, устойчивость сигнала, спектральная эффективность, LDPC-кодирование, характеристики по битовой ошибке, качество обслуживания.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

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

Для цитирования. Олареважу Питер Айеорибе. Анализ адаптивных схем модуляции и кодирования в системах вещания DVB-T2 для повышения устойчивости сигнала, эффективности передачи и общего качества обслуживания / Олареважу Питер Айеорибе // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 46–54. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-46-54>.

Introduction

Adaptive modulation and coding (AMC) is a key physical-layer technique employed in the Digital Video Broadcasting Second Generation Terrestrial (DVB-T2) standard to dynamically adjust modulation order and channel coding rate in response to varying channel conditions. By adapting transmission parameters to the instantaneous signal-to-noise ratio (SNR), AMC improves transmission robustness, reduces bit and packet error rates, and enhances spectral efficiency, thereby supporting improved quality of service in terrestrial digital television broadcasting systems [1]. The evolution of digital terrestrial television over the last two decades has led to the replacement of analog broadcasting with advanced digital standards capable of supporting high-definition (HD) and ultra-high-definition (UHD) services. Among these standards, DVB-T2 represents a significant technological advancement due to its use of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), high-order constellation modulation schemes (QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM), and powerful forward error correction based on concatenated low-density parity-check (LDPC) and Bose–Chaudhuri–Hocquenghem (BCH) codes [2]. These features enable DVB-T2 to operate close to the Shannon capacity limit while maintaining high robustness under adverse channel conditions.

Despite these improvements, terrestrial broadcast channels are inherently affected by noise, multipath fading, shadowing, co-channel interference, and Doppler effects, particularly in urban and mobile reception scenarios [3]. Under such conditions, static transmission configurations often result in inefficient spectrum utilization during favorable channel states or unacceptable error performance during channel degradation [4]. This limitation becomes more pronounced in heterogeneous reception environments, where receivers may range from fixed rooftop antennas to indoor, portable, and mobile devices. AMC provides an effective solution by allowing the transmitter to dynamically select optimal modulation and coding combinations based on channel state information (CSI). Conservative fixed configurations may ensure wide coverage but significantly limit achievable throughput, while aggressive high-order modulation schemes increase spectral efficiency at the expense of robustness for receivers operating at low SNR values [5]. Consequently, achieving an optimal balance between robustness and spectral efficiency remains a critical design challenge for DVB-T2 broadcasting networks.

Therefore, a comprehensive performance evaluation of AMC schemes under realistic DVB-T2 channel conditions is essential for optimizing network design, improving spectrum utilization, and ensuring consistent service quality across diverse reception environments [6]. This study addresses this need by analyzing AMC performance across multiple modulation schemes, coding rates, and channel models relevant to DVB-T2 broadcasting.

Adaptive modulation and coding techniques have been extensively studied in OFDM-based communication systems, where they have been shown to significantly outperform fixed modulation schemes in terms of reliability and spectral efficiency. Prior studies have demonstrated that AMC reduces bit error rate (BER) while maintaining high throughput by dynamically adjusting transmission parameters

according to channel quality in additive white Gaussian noise (AWGN) and fading environments [7]. The role of forward error correction in enhancing system robustness has also been widely investigated. In particular, the concatenation of LDPC and BCH codes has been shown to achieve near-capacity performance, offering strong protection against noise and fading effects [8]. Interleaving techniques further enhance performance by mitigating burst errors in multipath channels, making these coding schemes well-suited for DVB-T2 systems. Several studies have focused specifically on DVB-T2 performance using fixed modulation and coding configurations. In [2] evaluated LDPC decoding performance in DVB-T2 systems and reported that certain modulation and coding combinations, such as 64-QAM with a coding rate of 4/5, provide favorable BER performance under AWGN conditions. Similarly, in [9] investigated higher-order QAM constellations and concluded that although they offer improved spectral efficiency, they are more sensitive to noise and nonlinear distortions, necessitating adaptive transmission strategies.

Beyond conventional AMC, advanced modulation techniques such as rotated constellation modulation and signal-space diversity have been proposed to improve robustness in fading channels. While these approaches enhance error performance, they often increase receiver complexity, which may limit their adoption in mass-market broadcast receivers [10]. In satellite broadcasting systems such as DVB-S2, hierarchical modulation combined with AMC has demonstrated throughput gains of approximately 10 % compared to fixed transmission schemes, further highlighting the benefits of adaptive techniques [11]. Recent research has extended AMC concepts to dynamic and high-mobility environments, including vehicular and high-speed train communication scenarios. These studies indicate that AMC can maintain acceptable BER and spectral efficiency under rapidly changing channel conditions, provided accurate CSI is available [12]. However, many of these works focus on mobile or satellite communication systems rather than terrestrial broadcasting.

Despite these contributions, existing DVB-T2 studies often consider limited parameter sets, such as fixed modulation orders, specific coding rates, or simplified channel models. Comprehensive analyses that jointly evaluate multiple modulation and coding combinations, diverse channel conditions, and heterogeneous receiver scenarios remain scarce [13]. As a result, there is a clear research gap in fully understanding the performance trade-offs of AMC in practical DVB-T2 broadcasting deployments.

This study seeks to fill this gap by providing an integrated performance evaluation of AMC schemes in DVB-T2 systems, considering BER, throughput, spectral efficiency, and service continuity under realistic terrestrial channel conditions [14].

Conducting an experiment

The transmission system framework was developed based on the DVB-T2 standard with special emphasis on the modulation and coding schemes. The system specification was defined to comprise the transmitter system, the transmission channel, and the receiver system. The transmitter was modeled with the ability to support adaptive modulation schemes based on QPSK (16-QAM, 64-QAM, 256-QAM), in addition to incorporating coding rates with the ability to support adaptive coding. This block diagram in Fig. 1 describes the flow of signals and the functional architecture of the DVB-T2 AMC system, to enhance robustness, throughput, and general service quality.

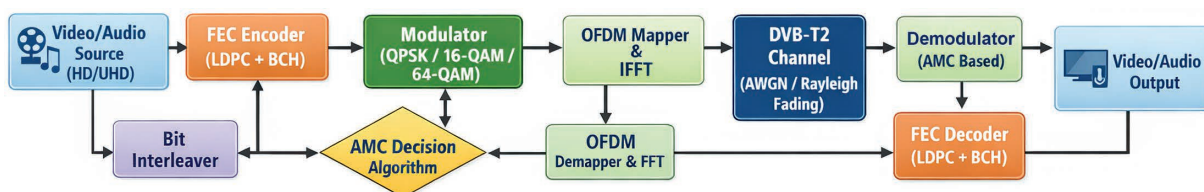


Fig. 1. DVB-T2 broadcasting system flowchart

The whole process starts with the video/audio source comprising HD or UHD content that will be transmitted. Such data is passed through a forward error correction (FEC) encoder, which uses the LDPC and BCH codes to introduce redundancy that enables detection and correction at the receiver, thus bringing down the value of BER and packet error rate (PER). The output from the encoder goes to a bit interleaver, which reorders the bits with the objective of scattering consecutive bits across time and frequency, consequently reducing the negative impacts of the burst errors resulting from either

the multipath fading or channel interference. The AMC decision algorithm continuously monitors the SNR of the channel, or possibly any other channel condition metrics, as it dynamically decides on the best combination of modulation schemes (QPSK, 16-QAM, or 64-QAM) along with the coding rate. The adaptive choice between modulation and coding guarantees an optimal trade-off between transmission robustness at low SNR and spectral efficiency at high SNR, improving general throughput without affecting reliability. The modulated data is then mapped into OFDM subcarriers and transformed into a time-domain signal using the inverse fast Fourier transform (FFT), and is prepared for broadcast over the terrestrial DVB-T2 channel.

At the receiver end, the transmitted signal passes through the DVB-T2 channel, modeled with AWGN and rayleigh fading to represent real-world terrestrial propagation effects. The signal then goes through FFT and OFDM demapping—an inverse process of IFFT—thus retrieving data from individual subcarriers. On the receiver side, the demodulator, instructed by the AMC scheme, will demodulate correctly the received symbols as per modulation and coding parameters selected at the transmitter. Finally, residual errors are set right by the FEC decoder (LDPC + BCH), and the reconstructed video/audio output is very close to the source. This architecture shows how AMC dynamically adapts to changing channel conditions to maximize throughput, minimize errors, and maintain high-quality broadcast service, even under challenging environments such as urban areas or mobile reception scenarios. Employing FEC, interleaving, AMC, and OFDM transmission, the system attains optimality along multiple axes; the ground for robustness is laid, and this forms a very strong basis for broadcasters and system designers who wish to deploy next-generation DVB-T2 in a reliable way. After the OFDM processing, a high-power radio frequency amplifier is utilized to increase its strength and broadcast it as a DVB-T2 signal. For high-power transmission, this is a critical function because a non-linear power amplifier may distort high-order modulated signals. The AMC compensates for this indirectly by choosing a series of modulations and codings that guarantee a reasonable BER performance even with power considerations. At the receiver, a DVB-T2 receiver is responsible for signal demodulation and decoding, while a channel estimation component is always analyzing channel information such as signal-to-noise ratio, fading, and interfered channels. The feedback is channeled to its associated AMC controller, which is a closed-loop system. According to feedback from the receiver, this controller adjusts its modulation order and coding rates to meet different performance requirements.

Fig. 2 illustrates how a DVB-T2 broadcaster employs AMC to maintain signals that are robust, efficient, and of good quality.

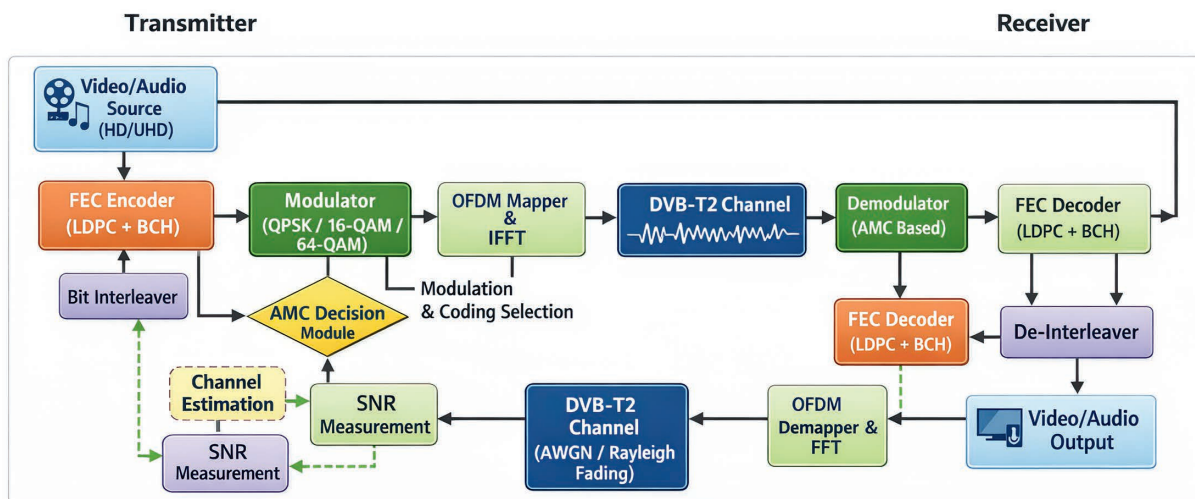


Fig. 2. DVB-T2 system with adaptive modulation and coding configuration

At the transmit end, after HD or even UHD video and audio conversion, signals flow through a FEC, which employs both LDPC and BCH codes. The codes introduce an appropriately minimal redundancy to allow detection and correction of biterrors introduced into the signal by channel noise and fading effects. The broadcast signal then traverses through a bit interleaver section, where bits in the signal are distributed across several sub-carriers and time slots to mitigate effects of burst errors and multipaths within the channel. At the center of its transmit system, there is an AMC decision module,

whose responsibility is to adapt and determine optimal modulation (QPSK, 16 QAM, and/or 64 QAM), depending on up-to-date SNR feedback information from the receiver end. The system must maintain an effective balance and be robust when the SNR is low and optimize bandwidth and spectral efficiency when the SNR is higher. The modulated signal is then modulated and transformed to OFDM sub-carriers in preparation for DVB-T2 channel broadcast.

On the receiver side, the signal is affected by the DVB-T2 channel, which is simulated with AWGN and rayleigh fading to accurately reflect the terrestrial environment. After FFT and OFDM demapping, the subcarrier data are decoded in the receiver. The AMC based demodulator decodes the received symbols based on the modulation and coding scheme decided by the AMC module, and the FEC decoder (LDPC + BCH) corrects the residual errors to accurately reconstruct the original bitstream. The de-interleaver undoes the bit reversal to counteract burst errors caused during transmission. Finally, the video/audio output block displays the recovered contents for the user's enjoyment. A feedback loop of channel estimation and SNR measurement provides constant feedback for the transmitter's AMC decision module, which makes dynamic decisions on modulation and coding to adapt to the changing conditions in real-time. The entire process offers a robust framework for testing BER, PER, spectral efficiency, and throughput, and is basically the main approach for testing the effectiveness of AMC in DVB-T2 broadcasting systems.

Fig. 3 shows how the performance of DVB-T2 is measured from the transmitter to the receiver, emphasizing how the actual conditions in the terrestrial environment affect system performance.

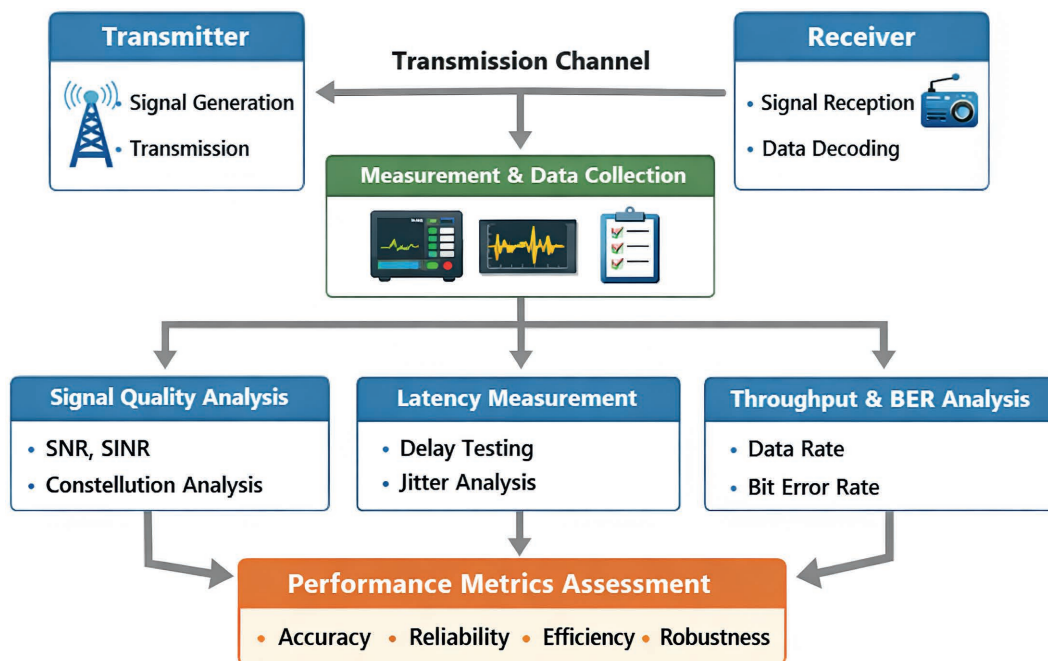


Fig. 3. Performance evaluation methodology

From the transmitting side, a signal bearer in the form of input data, typically involving the compression of video, audio, and/or data, sends its signal to the DVB-T2 transmitter. In the transmitter, the process involving channel coding, interleaving, modulation, and the generation of the OFDM signal, as per the DVB-T2 standard, helps to efficiently utilize the available spectrum, ensuring reliable system functionality despite actual conditions in the channel. The generated DVB-T2 signal will finally be transmitted through the terrestrial channel, representing actual conditions in broadcasting, including factors such as multipath fading, AWGN, channel interference, and Doppler spread.

The diagram also lays out a very clear, step-by-step view of how we judge performance between a transmitter and receiver in a communication configuration. First, on the transmitter end, a signal is generated and sent based on set parameters such as a chosen modulation method and power level of our choosing. The traveling signal goes through a channel that could add interference, loss, or distortion. At the receiver end, the incoming signal is captured and decoded so we can recover the data. Continuously, during this full end-to-end process, we are measuring and collecting data so that we can

capture some key traits of the signal and how the system behaves under different operating conditions. The gathered data feeds into three main evaluation areas: signal quality analysis, latency measurement, and throughput with BER analysis. Signal quality uses metrics like SNR, SINR, and constellation diagrams to estimate the integrity of the signal. Latency and jitter checks provide timing performance with regard to delays—a very important aspect for real-time use cases. Throughput and BER analysis measures how efficiently and reliably data is delivered. At the end, all results are combined in one comprehensive assessment of performance metrics. It allows making judgments about accuracy, reliability, efficiency, and robustness, while enabling informed optimization and design choices.

On the receiving end, the received distorted signal is detected through the use of a DVB-T2 receiver that provides services such as synchronizing, channel estimating, OFDM demodulating, and forward error corrections. The performance is evaluated through a performance-evaluation block that extracts factors associated with the channel and also those associated with the received data. These factors comprise BER that reveals the percentage of bits received in error and thus decoding performance; modulation error ratio that reveals constellation accuracy and noise and non-linear effects; and SNR that reveals signal quality received. Through associating these performance indices with channel types and transmission parameters, the performance-evaluation block provides a comprehensive approach to analyzing DVB-T2 performance. Through this approach, it is possible to provide modulation types and power optimally. This approach also provides validation and assurance of system integrity and area coverage. In summary, this diagram provides a comprehensive view on the performance evaluation of DVB-T2 transmission qualities.

Results and discussion

The data set in Tab. 1 presents a clear, numerical view of how well DVB-T2 works in the presence of ripple conditions in signal quality.

Table 1. Data result

| SNR (dB) | BER (QPSK) | BER (16-QAM) | BER (64-QAM) | Throughput QPSK (bits/s/Hz) | Throughput 16-QAM (bits/s/Hz) | Throughput 64-QAM (bits/s/Hz) |
|----------|------------|--------------|--------------|-----------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 3 |
| 3.3 | 0.311403 | 0.434598 | 0.548812 | 1.17 | 2.33 | 3.5 |
| 6.7 | 0.096972 | 0.188876 | 0.301194 | 1.33 | 2.67 | 4 |
| 10 | 0.030197 | 0.082085 | 0.165299 | 1.5 | 3 | 4.5 |
| 13.3 | 0.009404 | 0.035674 | 0.090718 | 1.67 | 3.33 | 5 |
| 16.7 | 0.002928 | 0.015504 | 0.049787 | 1.83 | 3.67 | 5.5 |
| 20 | 0.000912 | 0.006738 | 0.027324 | 2 | 4 | 6 |
| 23.3 | 0.000284 | 0.002928 | 0.014996 | 2.17 | 4.33 | 6.5 |
| 26.7 | 8.84E-05 | 0.001273 | 0.00823 | 2.33 | 4.67 | 7 |
| 30 | 2.75E-05 | 0.000553 | 0.004517 | 2.5 | 5 | 7.5 |

The fixed modulation methods of QPSK, 16QAM, and 64QAM are pitted against AMC in a wide range of signal-to-noise ratios, measuring BER, PER, spectral-efficiency, and normalized throughput. In the lower range of signal-to-noise ratios, the data clearly verifies how stepping back into higher order modulations such as 64QAM performs poorly, with increased BER and PER due to higher susceptibility to noise and fading.

While QPSK provides reliable and stable performance, its throughput and spectral-efficiency are not optimal, indicating underuse of the network capacity. This naturally denotes the historical issue with fixed modulations, in they cannot be optimal for multiple conditions. AMC has a different story to tell. On all counts, it provides more smooth and benefit-oriented performance. As the SNR becomes low, AMC selects a reliable modulation and coding scheme that makes its BERs and PERS comparable to or even better than the fixed QPSK modulation. As the SNR increases, AMC makes appropriate transitions to high-order modulation and high-rate coding that greatly advances the spectral efficiency and rate but without impairing error correction capabilities at all. The tables present these smooth transitions for AMC that are free from the considerable degradation or wastage associated with fixed modulation methods. The flexibility gives DVB-T2 the benefit of better channel conditions and retains

its performance at adverse channels too. Results suggest that AMC is well-rounded and flexible solution strategy for DVB-T2 broadcast that greatly enhances its performance quality, efficiency of transmission, and error performance as well.

The comparison analysis between the various AMC profiles also showed that the dynamic selection of the modulation and coding rates according to the real-time CSI led to a significant increase in the efficiency and quality of the transmissions. The analysis indicated that for the urban multipath fading environments, QPSK with the 1/2 coding rate had the minimum BER value of 10^{-5} for the signal with SNR = 4 dB, while for 16-QAM with the 3/4 coding rate, the maximum data throughput with less signal degradation for the higher SNR conditions is achievable. The analysis results correlated with the previous research on the DTV broadcasting lines, but the extension to the trade-off understanding between the reliability and efficiency for the varied channel conditions is more valuable. These graphs below clearly reveal the trend and characteristics of AMC in DVB T2 broadcasting, showing the balance between being resilient to noise, maximizing spectral usage, and providing a good service quality.

Bit error rate vs signal-to-noise ratio performance

The curves follow the bit error ratio versus SNR for QPSK, 16-QAM, and 64-QAM. As is to be expected, QPSK maintains a low BER at low SNR values as shown in Fig. 4. But as SNR values are increased, the effects of high bit error rates get noticeable for QPSK as well. On the other hand, other modulation schemes require a higher SNR to ensure a low bit error ratio. Hence, adaptive modulation becomes necessary to ensure balanced communications.

Fig. 5 indicates that as a function of signal-to-noise ratios, increasing the order of modulation significantly improves throughput. However, QPSK is flat, 16-QAM and 64-QAM improve network transport efficiency. This was evidence that adaptive modulation/coding is useful for maximizing utilized bandwidth capacity during better channel quality.

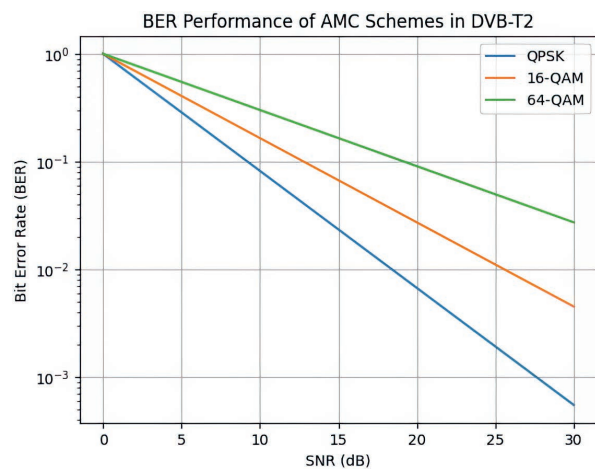


Fig. 4. Bit error rate vs signal-to-noise ratio for adaptive modulation and coding in DVB-T2

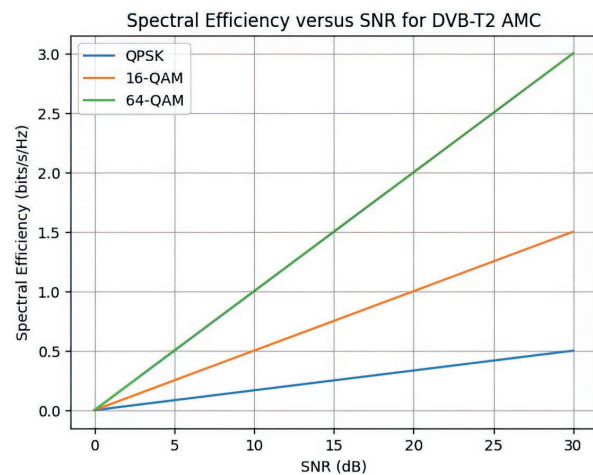


Fig. 5. Spectrum efficiency versus signal-to-noise ratio for DVB-T2 adaptive modulation and coding

Fig. 6 shows the spectral efficiency is systematically presented for the modulation orders, and the trade-off is evident – while lower modulation orders are more robust, the efficiency of the former is better for the latter. Higher modulation orders will increase spectral efficiency, and this will enhance the service provided through the DVB-T2 broadcasting standard.

It can be observed from the throughput and spectral efficiency results that AMC provides several advantages in DVB-T2. QPSK yields stable but low data rates, while 16-QAM and 64-QAM realize significant throughput gains at moderate to high SNR values, considerably improving bits per second per hertz. In particular, 64-QAM achieves the highest spectral efficiency and is therefore particularly suitable for fixed receivers with strong signal conditions. Using higher-order modulation adaptively directly enhances the system capacity and spectrum efficiency.

The conclusion is that the combined BER and throughput results confirm that AMC significantly improves overall service quality in DVB-T2 broadcasting. By intelligently adapting the transmission parameters to the current channel conditions, the system minimizes errors, maximizes throughput, and can

provide robust coverage for a large user community. It follows that AMC provides not only improved user experience but also scalable and efficient network operation, marking it as an essential feature of next-generation digital terrestrial TV services.

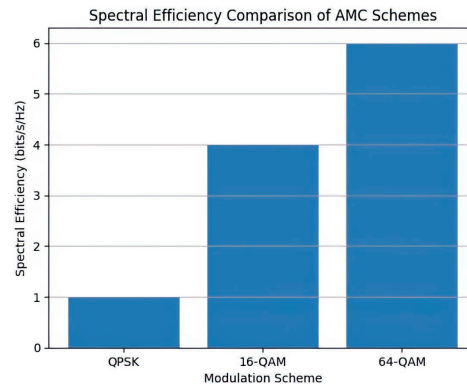


Fig. 6. Spectral efficiency comparison of adaptive modulation and coding schemes

Conclusion

1. This work offered a thorough performance evaluation of adaptive modulation and coding strategies for DVB-T2 broadcasting systems and proved that adaptive techniques helped improve signal resilience, efficiency, and overall performance. It was found that low-order modulation techniques like QPSK supported a constant Bit error rate for low values of signal-to-noise ratio and guaranteed a reliable signal at a low quality level. On the other hand, high-order modulation techniques like 64-QAM and 256-QAM positively affected overall system efficiency at higher signal-to-noise ratio levels and guaranteed a faster spectrum usage.

2. Analysis based on PSNR values and MOS scores proved that a physical-layer performance improvement was directly related to overall perceptual quality improvement and emphasized the importance of adaptive modulation and coding systems for guaranteed viewer satisfaction. Adaptive modulation and coding systems have been identified as essential for balancing physical-layer performance in contemporary DVB-T2 systems. Recommendation on the basis of the results, it was recommended that broadcast networks and network providers integrate the adaptive modulation and coding scheme completely into the DVB-T2 infrastructure so that overall performance is optimized according to real-world channel conditions.

3. The implementation of intelligent algorithms for signal-to-noise ratio controlled switching would also help provide seamless connectivity between modulation and coding combination pairs so that overall network throughput is maximized without affecting reception throughput. It was also recommended that channel status be monitored continuously by the network using real-time feedback control to optimize adaptation thresholds so that overall network performance is improved. Finally, it was recommended that future system designs also incorporate machine learning prediction algorithms that can predict channel changes so that modulation changes can be made proactively by the network. Further research was also recommended related to the evaluation of the adaptive modulation and coding scheme in mobile, multipath, and terrain-specific channel environments so that the applicability of research is widened. Finally, it was also recommended that network performance metrics such as PSNR/MOS be incorporated into network design so that broadcast networks provide high-quality digital TV delivery.

References

1. ETSI EN 302 755 v.1.4.1 (2015-02) *Digital Video Broadcasting. Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2)*.
2. Kodheli O., Lagunas E., Maturo N., Sharma Sh. K., Shankar B., Montoya J. F. M., et al. (2021) Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 23 (1), 70–109. <https://doi.org/10.1109/COMST.2020.3028247>.
3. Porambage P., Gür G., Osorio D. P. M., Liyanage M., Gurtov A., Ylianttila M., et al. (2021) The Roadmap to 6G Security and Privacy. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2, 1094–1122. <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3078081>.

4. Grenier A., Lohan E. S., Ometov A., Nurmi J. (2023) A Survey on LOW-POWER GNSS. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 25 (3), 1482–1509. <https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3265841>.
5. Wu H., Ferlin S., Caso G., Alay H., Brunstrom A. (2021) A Survey on Multipath Transport Protocols Towards 5G Access Traffic Steering, Switching and Splitting. *IEEE Access*. 9, 164417–164439. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3134261>.
6. Jasim M. A., Shakhathreh H., Siasi N., Sawalmeh A. H., Aldalbahi A., Al-Fuqaha A. (2021) A Survey on Spectrum Management for Unmanned Aerial Vehicles (UAVs). *IEEE Access*. 10, 11443–11499. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3138048>.
7. Liu F., Cui Y., Masouros C., Xu J., Han T. X., Eldar Y. C., et al. (2022) Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 40 (6), 1728–1767. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3156632>.
8. Abdallah B., Khrijji S., Chéour R., Lahoud Ch., Moessner K., Kanoun O. (2024) Improving the Reliability of Long-Range Communication Against Interference for Non-Line-of-Sight Conditions in Industrial Internet of Things Applications. *Applied Sciences*. 14 (2), 868. <https://doi.org/10.3390/app14020868>.
9. Singya P. K., Shaik P., Kumar N., Bhatia V., Alouini M.-S. (2021) A Survey on Higher-Order QAM Constellations: Technical Challenges, Recent Advances, and Future Trends. *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2, 617–655. <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3067384>.
10. Zhang S., Yu G., Yu S., Zhang Y., Zhang Y. (2022) Weather-Conscious Adaptive Modulation and Coding Scheme for Satellite-Related Ubiquitous Networking and Computing. *Electronics*. 11 (9). <https://doi.org/10.3390/electronics11091297>.
11. Bejarano J. M. R. (2021) *Contribución a la Mejora de la QOS y Eficiencia en Sistemas de Comunicación Por Satélite Interactivos de Banda Ancha*. PhD Thesis, Universidad Politécnica de Madrid.
12. Tarigan N. Y., Pamungkas W., Isnawati A. F. (2024) Performance of DVB-T2 Application in High-Speed Train Transportation System. *Engineering, Technology & Applied Science Research*. 14 (5), 17084–17090. <https://doi.org/10.48084/ETASR.8247>.
13. Wang Z., Lu F., Wang D., Zhang X., Jionghui Li, Jindong Li (2022) A Transmission Efficiency Evaluation Method of Adaptive Coding Modulation for Ka-Band Data-Transmission of LEO EO Satellites. *Sensors*. 22 (14). <https://doi.org/10.3390/s22145423>.
14. Brunnström K., Djupsjöbacka A., Billingham J., Wistel K., Andrén B., Ozolins O., et al. (2024) Video Expert Assessment of High Quality Video for Video Assistant Referee (VAR): A Comparative Study. *Multimedia Tools and Applications*. 83, 58783–58825. <https://doi.org/10.1007/s11042-023-17741-4>.

Received: 27 January 2026

Accepted: 20 February 2026

Information about the author

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

Address for correspondence

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



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-55-61>

УДК 004.056

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ОДНОНАПРАВЛЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Ю. И. ВОРОТНИЦКИЙ, Р. А. РУМАС

Белорусский государственный университет (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Использование современных средств защиты информации для защиты объектов информационной инфраструктуры при взаимодействии с иными информационными системами не гарантирует обеспечение кибербезопасности в случае попыток проведения сложных и целенаправленных кибератак. Для решения указанной проблемы целесообразно применять средства однонаправленной передачи данных. В статье приведены результаты обоснования и разработки усовершенствованной модели однонаправленной передачи данных, в которой гарантированность однонаправленной передачи данных обеспечивается аппаратным средством, а работа уровня приложений – специальным программным обеспечением. Для гарантии отказоустойчивости применяется резервирование прокси-серверов, используемых при организации работы специального программного обеспечения. Представлен алгоритм усовершенствованной модели, в котором предусмотрено применение обратного канала передачи данных для подтверждения успешной передачи, а также реализован механизм вероятностного характера, что позволяет снизить риск использования злоумышленником обратного канала для передачи информации путем модуляции по частоте или по времени.

Ключевые слова: кибербезопасность, компьютерные сети, межсетевое экранирование, критически важные объекты информатизации, однонаправленная передача данных, протокол UDP, оптическая развязка, прокси-сервер.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Воротницкий, Ю. И. Усовершенствованная модель системы однонаправленной передачи данных / Ю. И. Воротницкий, Р. А. Румас // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 55–61. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-55-61>.

IMPROVED MODEL OF UNIDIRECTIONAL DATA TRANSMISSION SYSTEM

YURY VARATNITSKI, RAMAN RUMAS

Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The use of modern information security tools to protect information infrastructure objects interacting with other information systems does not guarantee cybersecurity in the event of complex and targeted cyberattacks. To address this issue, it is advisable to use unidirectional data transmission tools. This article presents the results of the substantiation and development of an improved unidirectional data transmission model, in which guaranteed unidirectional data transmission is ensured by hardware, and application-level operation is ensured by special software. To ensure fault tolerance, redundant proxy servers are used to organize the operation of special software. An algorithm for the improved model is presented, which provides for the use of a reverse data transmission channel to confirm successful transmission, and also implements a probabilistic mechanism, which reduces the risk of an attacker exploiting the reverse channel to transmit information using frequency or time modulation.

Keywords: cybersecurity, computer networks, firewalling, critical information technology facilities, one-way data transmission, UDP protocol, optical isolation, proxy server.

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

For citation. Varatnitski Y., Rumas R. (2026) Improved Model of Unidirectional Data Transmission System. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 55–61. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-55-61> (in Russian).

Введение

В настоящее время с ростом числа кибератак появляется необходимость эффективного и надежного обеспечения кибербезопасности различных объектов информационной инфраструктуры [1], в том числе критически важных объектов информатизации (КВОИ) [2]. При этом функционирование КВОИ, как правило, предполагает взаимодействие с иными информационными системами, автоматизированными системами управления технологическими процессами или информационно-телекоммуникационными сетями. Следует отметить, что современные межсетевые экраны (рис. 1) не гарантируют стопроцентную безопасность взаимодействия и исключения несанкционированного доступа (сетевых атак) на КВОИ [3]. На рис. 1 ЛВС – локальная вычислительная сеть.

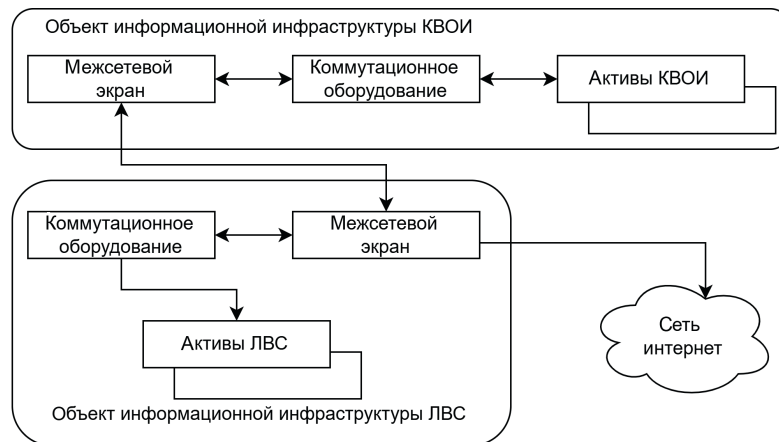


Рис. 1. Схема обеспечения взаимодействия критически важных объектов информатизации с внешними системами при использовании межсетевых экранов

Fig. 1. Scheme for ensuring interaction of critical information technology objects with external systems using firewalls

Для решения возникающих проблем обеспечения кибербезопасности КВОИ при информационных взаимодействиях целесообразно использовать надежные решения – средства однонаправленной передачи данных (ОПД) [4]. В частности, их применение уместно при обновлении программного обеспечения, синхронизации времени, мониторинге параметров функционирования КВОИ, сборе информации о событиях информационной безопасности, получении данных от датчиков, при передаче почтовых сообщений и т. п. Для обеспечения полноценной передачи такой информации через однонаправленный канал передачи данных в статье рассмотрены соответствующие модели системы ОПД, которые позволяют описать процесс информационного взаимодействия при отсутствии привычного двунаправленного канала взаимодействия.

Анализ существующих моделей однонаправленной передачи данных

С целью передачи данных из внешних систем, в том числе корпоративных, для КВОИ предлагается модель системы ОПД, показанная на рис. 2 (модель № 1).

Модель № 1 предполагает использование средства ОПД для гарантии невозможности компрометации данных и активов КВОИ. При этом не применяются программные средства, обеспечивающие преобразование двунаправленных протоколов в однонаправленные, используемые системой ОПД. Средство ОПД в этом случае работает на физическом уровне модели OSI, и реализация передачи данных на более высоких уровнях ложится на передающие и принимающие устройства. К недостаткам данной модели можно отнести то, что для организации привычной работы по двунаправленному взаимодействию с применением протоколов FTP, SMB, SMTP и других необходимо наличие специального программного обеспечения (СПО), преобразующего работу двунаправленных протоколов в однонаправленный поток данных, например транспортного протокола UDP, без установления связи.

На практике, как правило, необходимо наличие функционала ОПД, который подразумевает модель «все включено» (модель № 2). Такой вариант представлен на рис. 3.

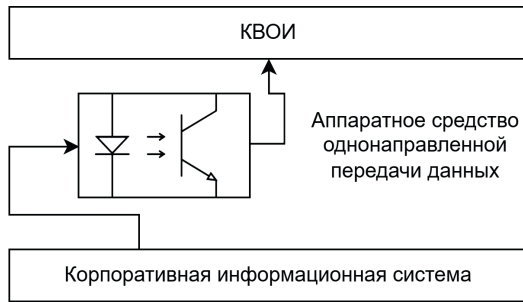


Рис. 2. Модель № 1 односторонней передачи данных
Fig. 2. Model No 1 of unidirectional data transmission

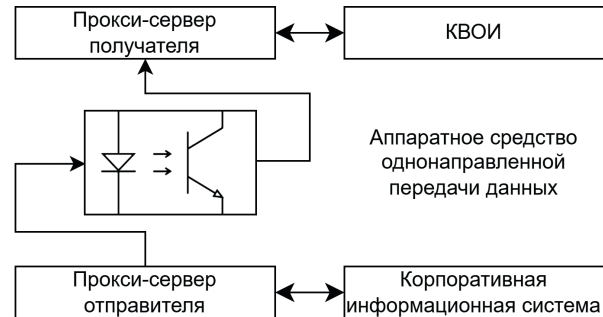


Рис. 3. Модель № 2 односторонней передачи данных
Fig. 3. Model No 2 of unidirectional data transmission

Модель № 2 имеет ряд преимуществ:

- реализация ОПД на всех уровнях без необходимости использования (установки) СПО на рабочие места пользователей;
- минимизация настройки прокси-серверов, обеспечивающей ОПД;
- исключение человеческого фактора (ошибок) в процессе настройки клиентских программных средств, обеспечивающих ОПД при использовании привычных протоколов (FTP, SMB, SMTP и т. д.), которые в данной модели реализованы на прокси-серверах самого аппаратно-программного средства ОПД [5].

К недостаткам модели № 2 отнесем следующее:

- возможны ошибки при ОПД ввиду отсутствия сообщений об успешном приеме данных на прокси-сервере получателя;
- отсутствие принципа отказоустойчивости компонентов модели.

Принимая во внимание недостатки модели № 2, можно создать модель № 3 (рис. 4), учитывающую следующие требования:

- отказоустойчивая работа по ОПД на стороне получателя (на его прокси-серверах);
- параллельный прием данных на нескольких прокси-серверах получателя с целью минимизации вероятности появления возможных ошибок передачи данных и обеспечения проверки контрольных сумм между прокси-серверами получателя.

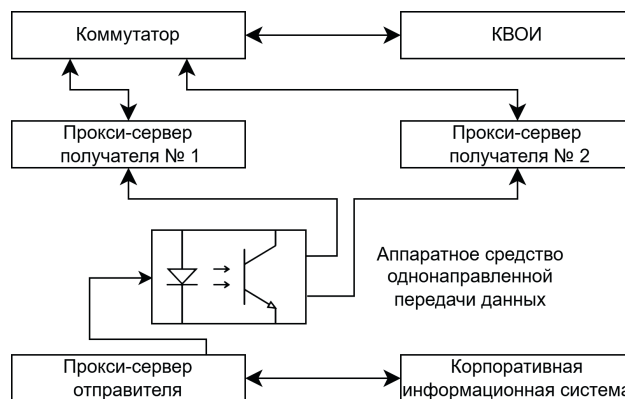


Рис. 4. Модель № 3 односторонней передачи данных
Fig. 4. Model No 3 of unidirectional data transmission

Модель № 3 хотя и обеспечивает дублирование прокси-сервера, но не исключает возможность потери сетевых пакетов (файлов данных) при передаче UDP потока данных. Прокси-серверы получателя, постоянно ожидая поток UDP-данных, готовы принимать и обрабатывать их, однако это не исключает вероятность ошибок в процессе передачи сетевых пакетов. Предлагается обеспечить «голосование» между прокси-серверами и проверку (сравнение) полученных данных. Например, при передаче файлов данных проверять передаваемую контрольную сумму

и размер файла данных, а при передаче потока UDP-трафика (журналов событий, syslog, видеопотока и т. д.) – количество переданных (принятых) пакетов.

Рассмотренные модели систем ОПД не могут подтвердить факт успешной передачи данных. Для решения этой проблемы предлагается модель № 4 (рис. 5), в которой присутствует функционал обратного однонаправленного канала передачи данных для подтверждения успешной доставки данных.

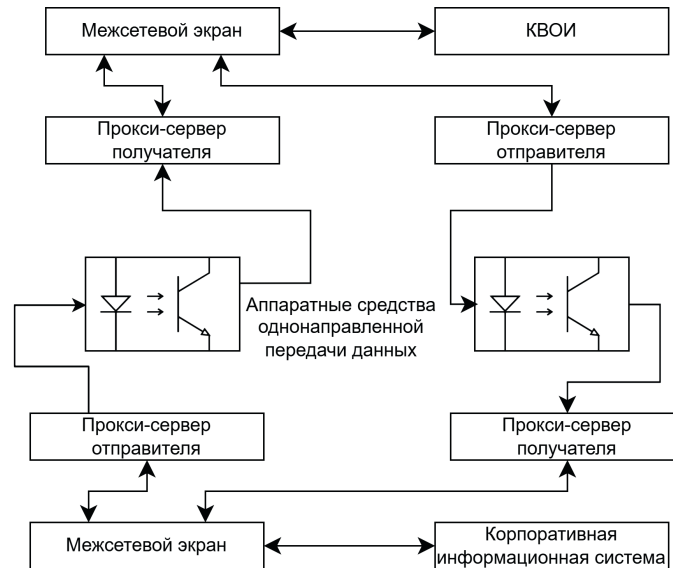


Рис. 5. Схема модели № 4, ставшей основной для усовершенствованной модели
Fig. 5. The diagram of model No 4, which became the basis for the improved model

Модель № 4, ставшая основной для усовершенствованной модели, по сравнению с № 1–3 имеет дополнительный физически выделенный обратный канал, позволяющий на аппаратном уровне средства ОПД ограничить объемы и содержание передаваемых данных квитанциями о получении. В то же время в случае проникновения нарушителя (злоумышленника) в обе информационные системы возникает риск получения несанкционированного доступа к прокси-серверам с последующей модуляцией передаваемых (по частоте и времени) квитанций из информационной системы с высокой степенью конфиденциальности в информационную систему с низкой степенью конфиденциальности.

Предлагаемая усовершенствованная модель

Схема усовершенствованной модели № 5 представлена на рис. 6. В нее введен дополнительный механизм вероятностного характера при использовании обратного канала связи для передачи квитанций. Такая модель предполагает передачу подтверждений доставки (квитанций) с определенной вероятностью. При этом снижается риск того, что злоумышленник сможет использовать обратный канал для передачи информации путем модуляции по частоте или по времени, так как он не знает, будет ли отправлена квитанция, передаваемая взломанным прокси-сервером, в конкретный момент времени.

Для модели № 5 предлагается алгоритм передачи квитанции, приведенный на рис. 7. Алгоритм выполняет проверку на прокси-сервере получателя факта успешного получения передаваемой информации [5]. При этом в случае успешного получения файлов данных формируется сообщение (квитанция) об успешном получении файла данных, которое отправляется средству ОПД для передачи через обратный однонаправленный канал передачи данных. Однако передача подтверждений доставки (квитанции) осуществляется в цикле с определенной вероятностью P для снижения риска того, что злоумышленник на стороне получателя сообщения сможет использовать обратный канал для утечки защищаемой информации путем модуляции по частоте или по времени, так как он не знает, будет ли отправлена квитанция в конкретный момент времени. Попытки отправки квитанции осуществляются в цикле и после какого-либо числа попыток $n \leq N$, которые происходят с задержкой Δt ; квитанция будет доставлена на прокси-сервер

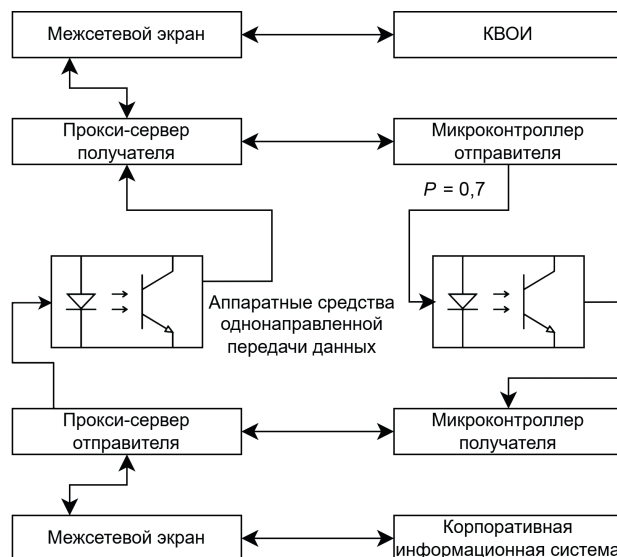


Рис. 6. Схема усовершенствованной модели № 5
Fig. 6. Improved model diagram No 5

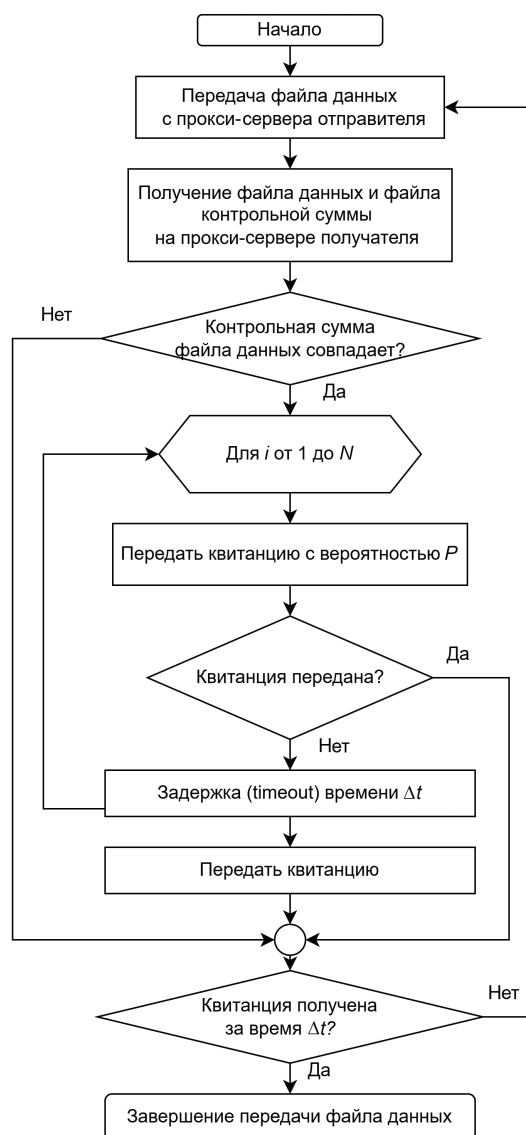


Рис. 7. Алгоритм передачи квитанции при однонаправленной передаче данных
Fig. 7. Receipt transmission algorithm for unidirectional data transmission

отправителя для подтверждения факта успешной доставки. В случае ошибки передачи данных (несовпадения контрольной суммы) квитанция не будет отправлена, и прокси-сервер отправителя повторит отправку исходной полезной информации. Число попыток N может быть переменным и вычисляться по определенному одному и тому же алгоритму в доверенной среде средства ОПД как на стороне отправителя, так и на стороне получателя.

Заключение

1. Рассмотренные модели однонаправленной передачи данных, с одной стороны, позволяют информационным системам взаимодействовать между собой, а с другой – исключают проведение кибератак на информационные системы, кибербезопасность которых необходимо обеспечивать. Так, модель № 1 представляет собой минимальную аппаратную систему без специального программного обеспечения с реализацией функционала гарантированной однонаправленной передачи данных на физическом уровне. Модель № 2 включает в себя модель № 1, а также прокси-серверы отправителя и получателя для обеспечения преобразования на них двунаправленных протоколов уровня приложения в однонаправленный поток данных. Модель № 3 включает в себя модель № 2 с возможностью отказоустойчивости и контроля целостности при приеме за счет использования двух и более прокси-серверов получателя, которые обеспечивают «голосование» и контроль получаемых данных. Модель № 4, ставшая основной для усовершенствованной модели № 5, включает в себя как функционал моделей № 2 и 3, так и дополнительный функционал обратного однонаправленного канала передачи данных для подтверждения успешной доставки данных.

2. Представлен алгоритм усовершенствованной модели с обратным каналом передачи данных для подтверждения успешной передачи и с механизмом вероятностного характера. Это позволяет снизить риск использования злоумышленником обратного канала для передачи информации путем модуляции по частоте или по времени.

Список литературы

1. О кибербезопасности: Указ Президента Республики Беларусь от 14 февраля 2025 г. № 40. Режим доступа: <https://pravo.by/document/?guid=12551&p0=P32300040>. Дата доступа: 28.11.2025.
2. О некоторых мерах по совершенствованию защиты информации: Указ Президента Республики Беларусь от 16 апреля 2013 г. № 196. Режим доступа: <https://pravo.by/document/?guid=12551&p0=P31300196>. Дата доступа: 28.11.2025.
3. Краткий обзор основных инцидентов в области промышленной кибербезопасности за третий квартал 2025 года [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ics-cert.kaspersky.ru/publications/reports/2025/12/18/a-brief-overview-of-the-main-incidents-in-industrial-cybersecurity-q3-2025>. Дата доступа: 10.01.2026.
4. Воротницкий, Ю. И. Архитектура аппаратно-программного средства однонаправленной передачи данных в компьютерных сетях / Ю. И. Воротницкий, Р. А. Румас // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 3. С. 96–101. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-3-96-101>.
5. Румас, Р. А. Алгоритмы однонаправленной передачи данных в компьютерных сетях / Р. А. Румас // Информационные технологии и системы – 2024: материалы Междунар. науч. конф., Минск, 20 нояб. 2024 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлектрон., 2024. С. 177–178.

Поступила 27.01.2026

Принята в печать 25.02.2026

References

1. On Cybersecurity. *Decree of the President of the Republic of Belarus of Feb. 14, 2025 No 40*. Available: <https://pravo.by/document/?guid=12551&p0=P32300040> (Accessed 28 November 2025) (in Russian).
2. On Some Measures to Improve Information Security. *Decree of the President of the Republic of Belarus of Apr. 16, 2013 No 196*. Available: <https://pravo.by/document/?guid=12551&p0=P31300196> (Accessed 28 November 2025) (in Russian).
3. *A Brief Overview of the Main Industrial Cybersecurity Incidents for the Third Quarter of 2025*. Available: <https://ics-cert.kaspersky.ru/publications/reports/2025/12/18/a-brief-overview-of-the-main-incidents-in-industrial-cybersecurity-q3-2025> (Accessed 10 January 2026) (in Russian).
4. Varatnitski Y. I., Rumas R. A. (2023) Architecture of Hardware and Software for Unidirectional Data Transmission in Computer Networks. *Doklady BGUIR*. 21 (3), 96–101. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-3-96-101> (in Russian).

5. Rumas R. A. (2024) Algorithms of Unidirectional Data Transmission in Computer Networks. *In Information Technologies and Systems – 2024, Materials of the International Scientific Conference, Minsk, Nov. 20*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 177–178 (in Russian).

Received: 27 January 2026

Accepted: 25 February 2026

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Воротницкий Ю. И., канд. физ.-мат. наук, доц., зав. каф. телекоммуникаций и информационных технологий, Белорусский государственный университет

Румас Р. А., соискатель каф. телекоммуникаций и информационных технологий, Белорусский государственный университет

Адрес для корреспонденции

220064, Республика Беларусь,
Минск, ул. Курчатова, 1
Белорусский государственный университет
Тел.: +375 17 209-59-42
E-mail: y.vorotn@gmail.com
Воротницкий Юрий Иосифович

Information about the authors

Varatnitski Y., Cand. Sci. (Phys. and Math.), Associate Professor, Head of the Department of Telecommunications and Information Technologies, Belarusian State University

Rumas R., Applicant of the Department of Telecommunications and Information Technologies, Belarusian State University

Address for correspondence

220064, Republic of Belarus,
Minsk, Kurchatova St., 1
Belarusian State University
Tel.: +375 17 209-59-42
E-mail: y.vorotn@gmail.com
Varatnitski Yury



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-62-68>

УДК 796.012:004.9

ТЕХНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ ДВИГАТЕЛЬНОГО ПОТЕНЦИАЛА ДЕТЕЙ

Г. Г. ГРИГОРЬЕВА

*Чурапчинский государственный институт физической культуры и спорта
(Чурапча, Российская Федерация)*

Аннотация. В статье представлена разработанная программно-техническая система, обеспечивающая комплексную мультимодальную оценку двигательных способностей у детей на основе анализа кинематических и динамических характеристик беговых локомоций. Рассмотрен детализированный алгоритм функционирования системы, описывающий этапы ее инициализации и регистрации, обработки мультимодальных данных. Выполнен расчет кинематических и динамических параметров движения, формирования и представления результатов диагностики. Приведена структурная схема системы на основе трехуровневой архитектуры, описаны основные функциональные блоки. Разработанная система реализует сквозной процесс диагностики детей от регистрации биомеханических сигналов до формирования интерпретируемого результата – индивидуального двигательного профиля и итоговой оценки двигательного потенциала по трехбалльной шкале. Полученные результаты позволят повысить точность и достоверность процесса раннего выявления двигательно одаренных детей с разработкой индивидуальных траекторий их физического развития.

Ключевые слова: двигательная одаренность, биомеханическая диагностика, мультимодальная система, индивидуальный двигательный профиль, кинематика, динамика, программно-техническая система.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Григорьева, Г. Г. Техническая система оценки двигательного потенциала детей / Г. Г. Григорьева // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 62–68. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-62-68>.

TECHNICAL SYSTEM FOR ASSESSING CHILDREN'S MOTOR POTENTIAL

GARSIYA GRIGORIEVA

Churapcha State Institute of Physical Culture and Sports (Churapcha, Russian Federation)

Abstract. This article presents a software and hardware system developed for a comprehensive multimodal assessment of children's motor abilities based on an analysis of the kinematic and dynamic characteristics of running locomotion. A detailed algorithm for the system's operation is considered, describing the stages of its initialization and registration, as well as the processing of multimodal data. The kinematic and dynamic parameters of movement, as well as the generation and presentation of diagnostic results, are calculated. A structural diagram of the system based on a three-tier architecture is presented, describing its main functional blocks. The developed system implements an end-to-end diagnostic process for children, from recording biomechanical signals to generating an interpretable result – an individual motor profile and a final assessment of motor potential on a three-point scale. The obtained results will improve the accuracy and reliability of the early identification of gifted children with motor development and the development of individual trajectories for their physical development.

Keywords: motor giftedness, biomechanical diagnostics, multimodal system, individual motor profile, kinematics, dynamics, software and hardware system.

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

For citation. Grigorieva G. (2026) Technical System for Assessing Children's Motor Potential. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 62–68. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-62-68> (in Russian).

Введение

Цифровизация спорта, представляющая собой интеграцию современных информационных технологий, сенсорных датчиков и методов анализа данных в тренировочный процесс и систему отбора, открывает новые возможности для объективной оценки физических способностей. Актуальность проблемы раннего выявления двигательной одаренности детей обусловлена ее фундаментальной ролью в области спортивного отбора, оптимизации тренировочного процесса, коррекции физического развития и профилактики двигательных нарушений [1, 2]. Традиционные методы оценки, основанные на визуальном наблюдении или тестировании ограниченного количества физических качеств, часто носят субъективный характер и не позволяют получить целостную картину двигательного потенциала детей.

В этой связи разработка объективных инструментальных систем, способных к комплексному анализу двигательной активности, является значимой научно-практической задачей [3, 4]. Цель исследования – разработка структуры и алгоритма работы программно-технической системы для мультимодальной оценки двигательного потенциала детей, включая проектирование и реализацию специализированного программного обеспечения (ПО).

Метод оценки двигательного потенциала детей

Проведенные в [5–12] исследования подтвердили эффективность авторского метода оценки двигательного потенциала детей, основанного на синхронном анализе кинематических и динамических характеристик беговых локомоций. Метод предполагает применение систем захвата движения и силовых платформ, что позволяет проводить комплексный анализ двигательных действий детей в беге. Включает подготовку систем, регистрацию и предварительную обработку данных, автоматический расчет 26 кинематических и четырех динамических параметров беговых локомоций, построение прогностической модели на основе алгоритма машинного обучения Random Forest Classifier и визуализацию результатов.

Предлагаемый метод положен в основу алгоритма работы технической системы (ТС) оценки двигательного потенциала (ДП) детей, представленного на рис. 1, где: БД – база данных; СЗД – система захвата движений; СП – силовая платформа; СКО – среднеквадратическое отклонение; ОЦТ – общий центр тяжести. Алгоритм реализует четыре последовательных этапа диагностики: инициализация системы, регистрация исходных данных, обработка данных и расчет параметров, формирование и представление результатов.

На этапе инициализации осуществляется подготовка измерительного комплекса, включающего СЗД, синхронизированную с СП. Проводится калибровка оборудования с учетом особенностей детской моторики: определяется рабочая зона (для СЗД проверяются освещение и камеры, для СП – датчики и разметка зоны контакта). После успешной настройки ТС в БД вносятся антропометрические и демографические характеристики участников (пол, возраст, вес, рост).

Этап регистрации данных активируется по команде пользователя и предусматривает синхронную запись кинематических и динамических сигналов в реальном времени. Особое внимание уделяется адаптации протокола исследования под психофизиологические особенности детей, что обеспечивает получение достоверных данных при минимизации стрессового воздействия на детей.

Этап обработки данных включает последовательное выполнение следующих процедур:

- вывод координат ключевых биомеханических ориентиров и динамических данных беговых локомоций;
- временное нормирование кинематических и динамических сигналов для обеспечения сопоставимости данных;
- опциональные процедуры по выбору пользователя: фильтрация сигналов, статистическое нормирование данных, коррекция траектории движения;
- расчет диагностики значимых кинематических (временных, пространственных и пространственно-временных) и динамических параметров;
- построение прогностической модели двигательной одаренности детей на основе алгоритмов машинного обучения Random Forest Classifier.

Этап формирования результатов предусматривает составление статистического отчета, построение иллюстративного двигательного профиля ребенка, итоговую оценку ДП по трехбалльной шкале (низкий, средний, высокий уровень ДП) с рекомендациями.

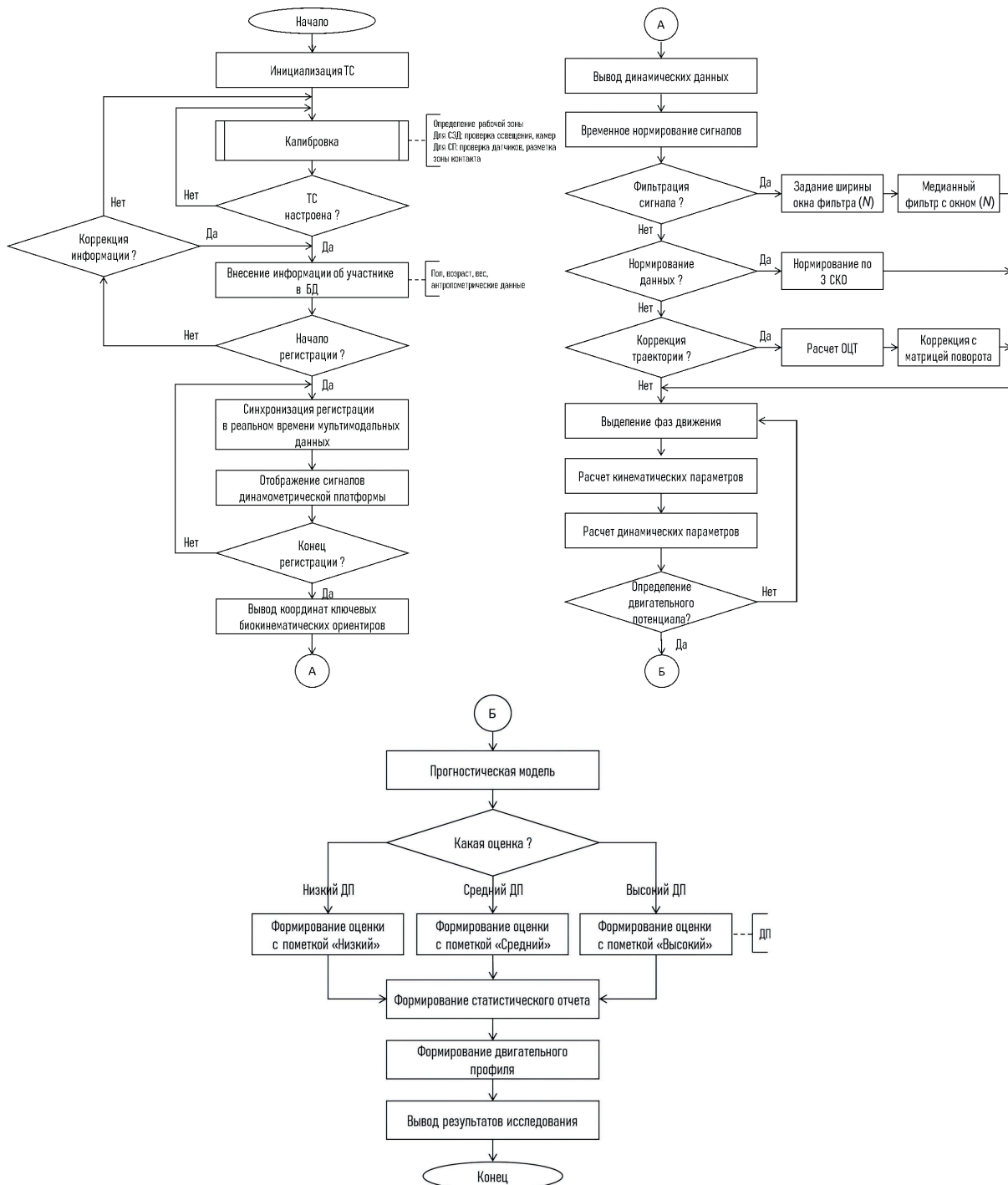


Рис. 1. Алгоритм функционирования технической системы для оценки двигательного потенциала детей
Fig. 1. Algorithm of operation of the technical system for assessing children's motor potential

В соответствии с разработанным алгоритмом составлена структурная схема ТС оценки ДП детей, изображенная на рис. 2, где ИДП – индивидуальный двигательный профиль; ПДО – прогнозирование двигательной одаренности. Согласно рис. 2, система реализует трехуровневую архитектуру, включающую блоки сбора, обработки и анализа данных, а также блок представления результатов, обеспечивая целостный диагностический контур от регистрации сигналов до формирования итоговой оценки.

Блок сбора данных осуществляет синхронную регистрацию кинематических и динамических параметров движения при выполнении ребенком диагностического задания (беговых ускорений). В его состав входят: СЗД, обеспечивающая получение матрицы трехмерных координат ключевых биокинематических ориентиров; динамометрическая платформа, регистрирующая компоненты

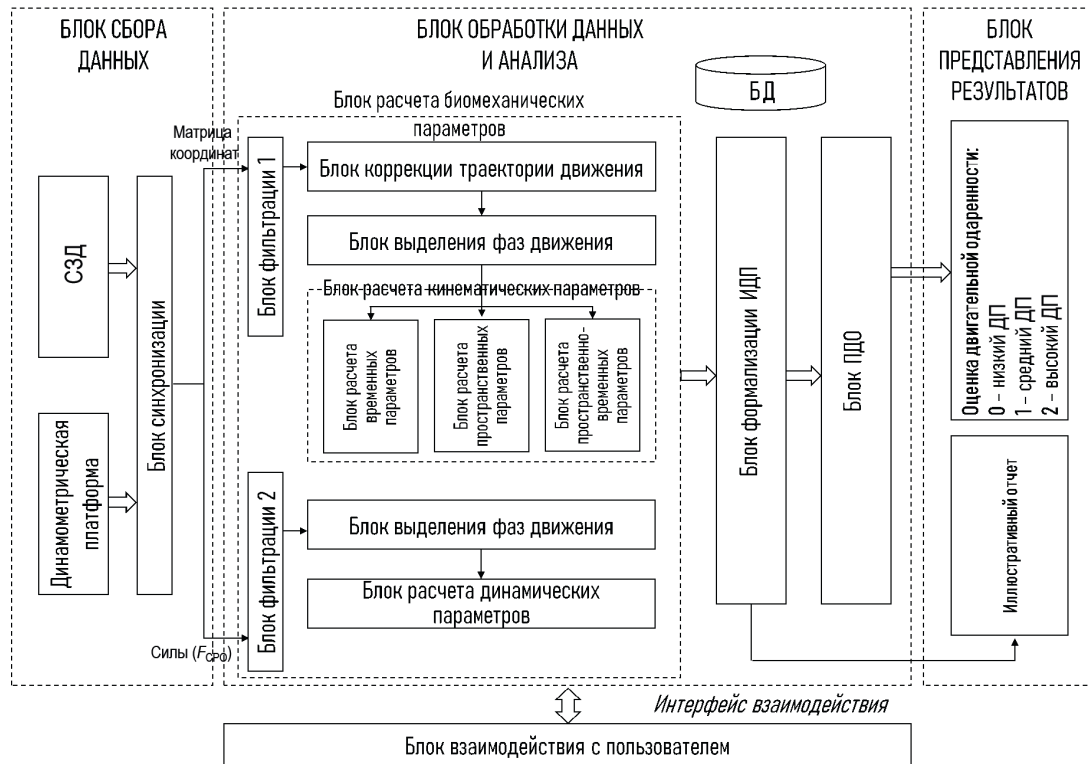


Рис. 2. Структурная схема технической системы для оценки двигательного потенциала детей
Fig. 2. Structural diagram of the technical system for assessing children's motor potential

вектора силы реакции опоры (F_x , F_y , F_z); блок синхронизации, реализующий аппаратную синхронизацию сигналов.

Блок обработки и анализа данных выполняет многоэтапную обработку поступающих сигналов. На первом этапе осуществляется фильтрация данных: для кинематических и динамических сигналов применяется фильтр скользящего среднего, который позволяет сгладить временной ряд данных и уменьшить уровень случайного шума. После фильтрации траектория движения корректируется путем расчета ОЦТ и его привязки к глобальной системе координат с использованием матрицы поворота. Далее реализуется процедура выделения фаз движения на основе анализа ключевых событий сигналов: для кинематики определяются моменты начала и окончания основных фаз двигательного акта, для динамики – точки экстремумов и пересечений нулевого уровня силовых кривых. Затем производится расчет полного набора биомеханических параметров, включая кинематические (временные, пространственные и пространственно-временные) и динамические (максимальные силы реакции опоры в фазе отталкивания и торможения, импульс и др.).

Блок формализации ИДП осуществляет структурирование рассчитанных параметров в стандартизированную форму, совместимую с БД. База данных содержит не только антропометрические и демографические сведения об участниках, но и накопленные статистические распределения биомеханических показателей, что позволяет осуществлять сравнительный анализ в контексте возрастных нормативов.

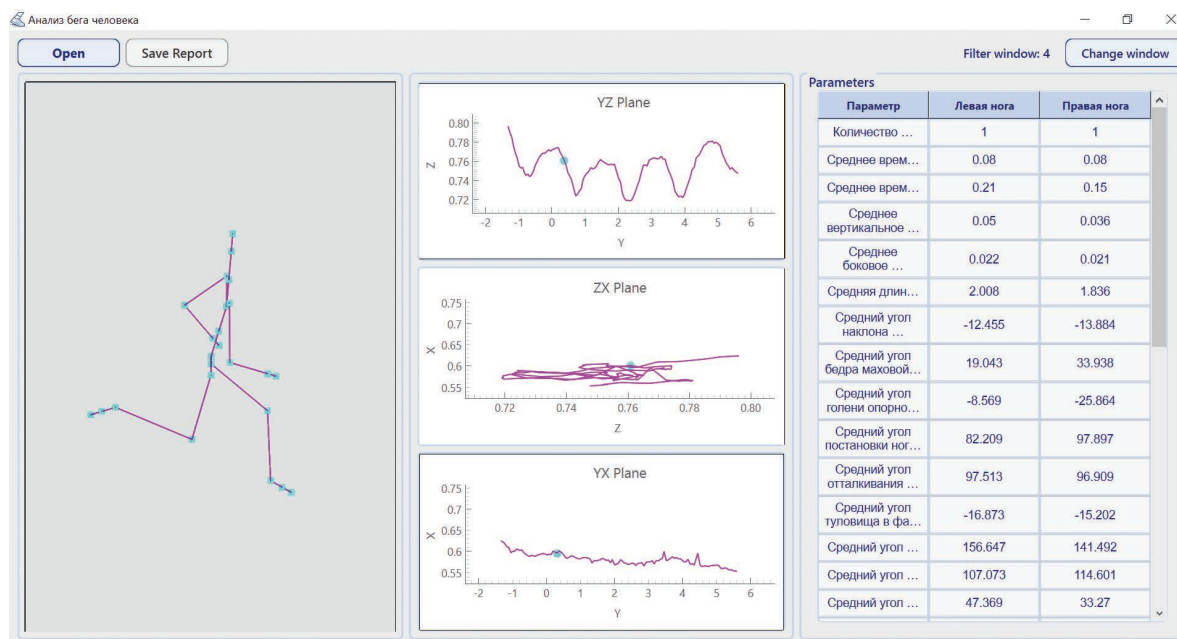
Блок ПДО, используя сформированный ИДП, осуществляет классификацию и относит ребенка к одному из трех уровней двигательного потенциала: низкий, средний или высокий. Классификация выполняется с применением алгоритма машинного обучения Random Forest Classifier.

Блок представления результатов интегрирует следующие модули:

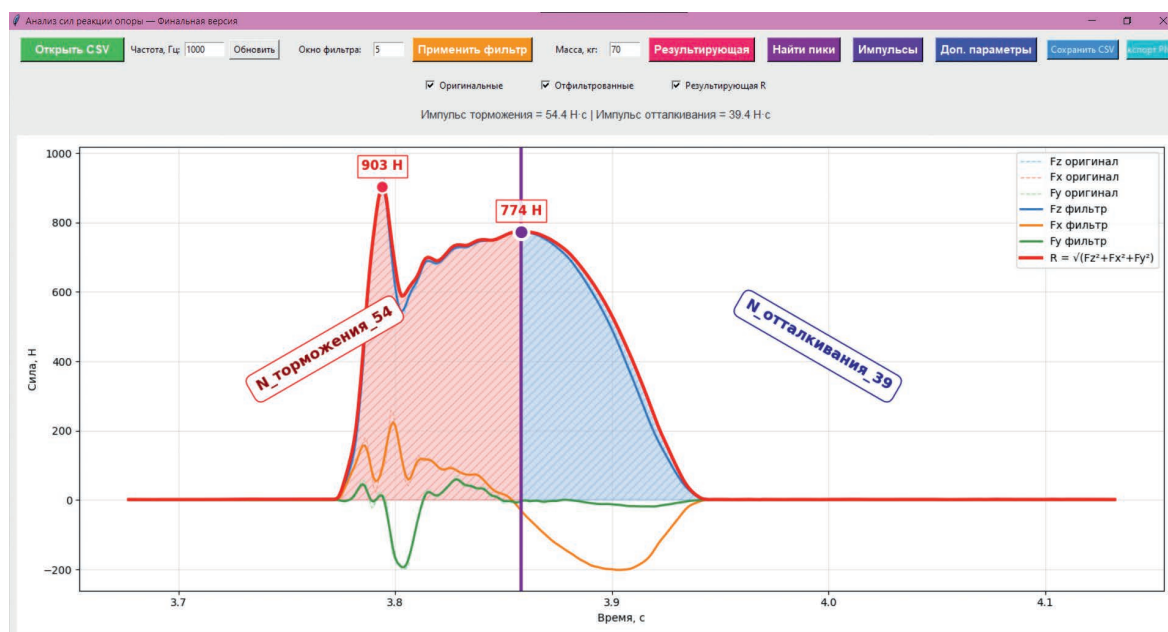
- иллюстративный отчет, включающий графическое представление кинематических и динамических кривых, фазовую разметку и табличные сводки параметров;
- блок ПДО, который на основе дискриминантного анализа относит результат к одному из трех уровней: 0 – низкий ДП, 1 – средний ДП, 2 – высокий ДП;
- интерфейс взаимодействия с пользователем, обеспечивающий возможность навигации, коррекции параметров обработки и экспорта результатов.

Таким образом, предложенная структура ТС обеспечивает сквозной процесс мультимодальной диагностики – от синхронной регистрации данных до формирования комплексной оцен-

ки ДП ребенка, что позволяет объективизировать процесс двигательной диагностики. Рассмотренные алгоритм функционирования и структурная схема ТС оценки ДП детей были использованы при создании специализированных ПО для исследования беговых локомоций. На рис. 3 представлены интерфейсы для исследования беговых локомоций ПО «Кинематический анализ бега человека» и «Динамический анализ бега человека», реализованные на языке Python [13]. Они позволяют анализировать трехмерные координаты ключевых биокинематических ориентиров тела испытуемого (рис. 3, *a*) и компоненты вектора силы реакции опоры (рис. 3, *b*), а также выполнять автоматизированную обработку кинематических параметров. ПО разработаны в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники и предназначены для исследования кинематических и динамических параметров бега. Основные области применения – клиническая биомеханика и биомеханика спорта.



a



b

Рис. 3. Интерфейс программного обеспечения: *a* – «Кинематический анализ бега человека»; *b* – «Динамический анализ бега человека»

Fig. 3. Software interface: *a* – “Kinematic analysis of human running”; *b* – “Dynamic analysis of human running”

Заключение

1. Разработана концепция программно-технической системы для объективной комплексной оценки двигательной одаренности детей. Спроектирована модульная архитектура системы, основанная на принципах мультимодальности, синхронности и сравнения с нормативной базой данных.

2. Создано программное обеспечение для кинематического и динамического анализа, которое интегрируется в систему, обеспечивая автоматизированную обработку данных и расчет диагностических параметров бега.

3. Перспективы дальнейших исследований связаны с расширением библиотеки диагностических двигательных тестов, внедрением более сложных алгоритмов машинного обучения для анализа профилей, а также с развитием возможностей дистанционного консультирования.

Список литературы

1. Курамшин, Ю. Ф. Оценка спортивной одаренности детей на основе индивидуально-типологического подхода / Ю. Ф. Курамшин, О. А. Двейрина, В. С. Терехин // Теория и практика физической культуры. 2022. № 4. С. 3–5.
2. Motor Learning as Young Gymnast's Talent Indicator / A. Cagno [et al.] // Journal Sports Science and Medicine. 2014. Vol. 13, No 4. P. 767–773.
3. Motion Analysis in Sports Monitoring Techniques: Assessment Protocols and Application to Racewalking / E. Preatoni [et al.] // Medicina Dello Sport. 2010. Vol. 63, No 3. P. 327–342.
4. Johnson, J. D. Validation of Machine Vision and Action Sport Cameras for 3D Motion Analysis Model Reconstruction / J. D. Johnson, M. Hales, R. Emert // Scientific Reports. 2023. Vol. 13. <https://doi.org/10.1038/s41598-023-46937-9>.
5. Турантаева, Г. Г. Детерминированная биомеханическая модель бега / Г. Г. Турантаева, Н. С. Давыдова, В. Е. Васюк // Физическая культура, спорт, наука и образование: сб. матер. VIII Всерос. науч.-практ. конф., Чурапча, 10 апр. 2024 г. Чурапча: Чурапч. гос. ин-т физ. культ. и спорта, 2024. С. 184–190.
6. Возможности применения систем «захвата движений» в оценке эффективности беговых локомоций детей / Г. Г. Турантаева [и др.] // Современные направления инновационных исследований молодых ученых в области физической культуры и спорта: сб. матер. II Всерос. науч.-практ. конф., 2024.
7. Алгоритм коррекции траектории движения спортсменов на базе матрицы поворота / Г. Г. Турантаева [и др.] // BIG DATA и анализ высокого уровня: сб. науч. ст. XI Междунар. науч.-практ. конф., г. Минск, 2025 г. Минск: Белорус. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2025. С. 97–102.
8. Турантаева, Г. Г. Оценка двигательной одаренности детей на основе анализа беговых локомоций / Г. Г. Турантаева, Н. С. Давыдова, В. Е. Васюк // От международных спортивных игр «Дети Азии» к университетскому спорту: сб. науч. тр. Междунар. науч. конф. в рамках VIII Междунар. спорт. игр «Дети Азии» и 25-лет. юбилея Чурапч. гос. ин-та физ. культ. и спорта, Якутск, 4–5 июля 2024 г. Якутск: Дани-Алмас, 2024. С. 299–303.
9. Метод комплексной оценки двигательной одаренности детей / Г. Г. Турантаева [и др.] // Технологии будущего: синергия науки и практики: сб. науч. ст., 17 марта 2025 г. Ульяновск: Зебра, 2025. С. 60–64.
10. Григорьева, Г. Г. Анализ динамических параметров бега детей при опорных взаимодействиях с силовой платформой / Г. Г. Григорьева, Н. С. Давыдова, В. Е. Васюк // Перспективы цифровизации и технологические инновации: вызовы и возможности: сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф., Казань, 17 авг. 2025 г. Уфа: OMEGA SCIENCE, 2025. С. 20–28.
11. Анализ кинематических параметров бега у детей на основе захвата движений / Г. Г. Григорьева [и др.] // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 4. С. 92–100. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-4-92-100>.
12. Григорьева, Г. Г. Алгоритм расчета пространственно-временных характеристик бега у детей на основе технологии безмаркерного захвата движения / Г. Г. Григорьева, Н. С. Давыдова, В. Е. Васюк // Вестник Гродненского государственного университета имени Янки Купалы. 2025. Т. 15, № 2. С. 26–35.
13. Жерон, О. Прикладное машинное обучение с помощью Scikit-Learn, Keras и TensorFlow: концепции, инструменты и техники для создания интеллектуальных систем / О. Жерон; пер. с англ. А. А. Слинкина; 2-е изд. СПб.: Питер, 2022.

References

1. Kuramshin Yu. F., Dveirina O. A., Terekhin V. S. (2022) Evaluation of Sports Giftedness of Children on the Basis of Individual-Typological Approach. *Theory and Practice of Physical Culture*. (4), 3–5 (in Russian).
2. Cagno A., Battaglia C., Fiorilli G., Piazza M., Giombini A., Fagnani F., et al. (2014) Motor Learning as Young Gymnast's Talent Indicator. *Journal Sports Science and Medicine*. 13 (4), 767–773.
3. Preatoni E., La Torre A., Santambrogio G. C., Rodano R. (2010) Motion Analysis in Sports Monitoring Techniques: Assessment Protocols and Application to Racewalking. *Medicina Dello Sport*. 63 (3), 327–342.
4. Johnson J. D., Hales M., Emert R. (2023) Validation of Machine Vision and Action Sport Cameras for 3D Motion Analysis Model Reconstruction. *Scientific Reports*. 13. <https://doi.org/10.1038/s41598-023-46937-9>.
5. Turantaeva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E. (2024) Deterministic Biomechanical Model of Running. *Physical Culture, Sport, Science and Education: Collection of Materials of the VIII All-Russian Scientific and Practical Conference, Churapcha, Apr. 10, 2024*. Churapcha, Churapcha State Institute of Physical Culture and Sports. 184–190 (in Russian).
6. Turantaeva G. G., Guseinov D. I., Davydova N. S., Vasyuk V. E. (2024) Possibilities of Using Motion Capture Systems in Assessing the Effectiveness of Running Locomotion in Children. *Modern Directions of Innovative Research of Young Scientists in the Field of Physical Culture and Sports. Collection of Materials of the II All-Russian Scientific and Practical Conference* (in Russian).
7. Turantaeva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E., Tatarko K. I. (2025) Algorithm for Correcting the Trajectory of Athletes' Movement Based on a Rotation Matrix. *BIG DATA and Advanced Analytics: Collection of Scientific Articles of the XI International Scientific and Practical Conference, Minsk*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 97–102 (in Russian).
8. Turantaeva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E. (2024) Assessment of Motor Giftedness of Children Based on the Analysis of Running Locomotion. *From the International Sports Games "Children of Asia" to University Sport, Collection of Scientific Papers of the International Scientific Conference within the Framework of the VIII International Sports Games "Children of Asia" and the 25th Anniversary of the Churapcha State Institute of Physical Culture and Sport, Yakutsk, July 4–5*. Yakutsk, Dani-Almas Publ. 299–303 (in Russian).
9. Turantaeva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E., Tatarko K. I. (2025) Method for Comprehensive Assessment of Motor Giftedness in Children. *Future Technologies: Synergy of Science and Practice: Collection of Scientific Articles, March 17*. Ulyanovsk, Zebra Publ. 60–64 (in Russian).
10. Grigoreva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E. (2025) Analysis of Dynamic Parameters of Children's Running During Support Interactions with a Force Platform. *Prospects of Digitalization and Technological Innovations: Challenges and Opportunities: Collection of Articles of the International Scientific and Practical Conference, Kazan, Aug. 17*. Ufa, OMEGA SCIENCE Publ. 20–28 (in Russian).
11. Grigorieva G. G., Davydova N. S., Vassiouk V. E., Shukurov K. E. (2025) Analysis of Kinematic Parameters of Running in Children Based on Motion Capture. *Doklady BGUIR*. 23 (4), 92–100. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-4-92-100> (in Russian).
12. Grigoreva G. G., Davydova N. S., Vasyuk V. E. (2025) Algorithm for Calculating Spatiotemporal Characteristics of Running in Children Based on Markerless Motion Capture Technology. *Vesnik of Yanka Kupala State University of Grodno*. 15 (2), 26–35 (in Russian).
13. Geron A. (2022) *Hands-On Machine Learning with Scikit-Learn, Keras, and TensorFlow: Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems*. St. Petersburg, Piter Publ. (in Russian).

Received: 6 March 2026

Accepted: 2 April 2026

Сведения об авторе

Григорьева Г. Г., ст. преп. каф. педагогики и психологии, Чурапчинский государственный институт физической культуры и спорта

Адрес для корреспонденции

678670, Российская Федерация,
Чурапча, ул. Спортивная, 2
Чурапчинский государственный институт
физической культуры и спорта
Тел.: +7 914 827-87-67
E-mail: ga_et@inbox.ru
Григорьева Гарсия Гаврильевна

Information about the author

Grigoreva G., Senior Lecturer at the Department of Pedagogy and Psychology, Churapcha State Institute of Physical Culture and Sport

Address for correspondence

678670, Russian Federation,
Churapcha, Sportivnaya St., 2
Churapcha State Institute
of Physical Culture and Sport
Tel.: +7 914 827-87-67
E-mail: ga_et@inbox.ru
Grigorieva Garsiya



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-69-78>

УДК 004.021

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДВУХСЛОЙНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ НА БАЗЕ FPGA: АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ФУНКЦИЙ АКТИВАЦИИ ReLU И LeakyReLU

О. Р. СУББОТЕНКО, М. И. ВАШКЕВИЧ

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

Аннотация. Исследованы методы эффективной аппаратной реализации нейронных сетей на программируемых логических интегральных схемах типа FPGA. В качестве ключевого аспекта рассматривается влияние выбора функций активации на характеристики разрабатываемого устройства. Предложен подход к использованию функций активации, допускающих эффективную аппаратную реализацию, в частности, обосновано применение LeakyReLU как компромисса между вычислительной простотой и точностью классификации. Для апробации подхода разработана архитектура двухслойной сети прямого распространения, выполнены оптимизация ее гиперпараметров и аппаратная реализация на плате PYNQ Z2. Проведен анализ влияния разрядности представления коэффициентов в формате с фиксированной запятой на точность распознавания базы данных MNIST и на аппаратные затраты. Экспериментально определена оптимальная разрядность дробной части (9 бит), обеспечивающая точность 95,27 % при экономном расходовании ресурсов программируемых логических интегральных схем. Дополнительно с использованием дивергенции Кульбака – Лейблера оценено искажение распределения весов при квантовании, на основе чего построена регрессионная модель для предсказания точности нейронной сети с квантованными коэффициентами.

Ключевые слова: нейронная сеть, LeakyReLU, распознавание рукописных цифр, полносвязный слой, программируемая логическая интегральная схема, PYNQ, дивергенция Кульбака – Лейблера.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Субботенко, О. Р. Аппаратная реализация двухслойной нейронной сети на базе FPGA: анализ эффективности применения функций активации ReLU и LeakyReLU / О. Р. Субботенко, М. И. Вашкевич // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 69–78. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-69-78>.

HARDWARE IMPLEMENTATION OF A TWO-LAYER NEURAL NETWORK BASED ON FPGA: ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF USING ReLU AND LeakyReLU ACTIVATION FUNCTIONS

OLGA SUBBOTENKO, MAXIM VASHKEVICH

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

Abstract. Methods for the efficient hardware implementation of neural networks on FPGA-type programmable logic integrated circuits are investigated. A key aspect is the influence of the choice of activation functions on the characteristics of the developed device. An approach to the use of activation functions that allow for efficient hardware implementation is proposed. In particular, the use of LeakyReLU as a compromise between computational simplicity and classification accuracy is justified. To test the approach, a two-layer feedforward network architecture was developed, its hyperparameters were optimized, and hardware implementation was carried out on a PYNQ Z2 board. An analysis of the impact of the bit depth of the coefficients in fixed-point format on the recognition accuracy of the MNIST database and on hardware costs is conducted. The optimal bit depth of the fractional part (9 bits) was experimentally determined, ensuring an accuracy of 95.27 % while economically using the resources of programmable logic integrated circuits. Additionally, using the Kullback – Leibler divergence, the distortion of the weight distribution during quantization was estimated, on the basis of which a regression model was constructed to predict the accuracy of a neural network with quantized coefficients.

Keywords: neural network, LeakyReLU, handwritten digit recognition, fully connected layer, programmable logic integrated circuit, PYNQ, Kullback – Leibler divergence.

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

For citation. Subbotenko O., Vashkevich M. (2026) Hardware Implementation of a Two-Layer Neural Network Based on FPGA: Analysis of the Efficiency of Using ReLU and LeakyReLU Activation Functions. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 69–78. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-69-78> (in Russian).

Введение

В настоящее время технологии искусственного интеллекта широко используются для таких задач, как распознавание речи, классификация и генерация изображений, диагностика заболеваний и проч. [1, 2]. В некоторых областях применения нейронных сетей (НС) их точность превосходит человеческую, однако достижение таких показателей требует построения сложных многослойных архитектур. Как следствие, вычислительная сложность современных нейросетевых моделей стремительно возрастает. Для ускорения НС широко применяются графические (GPU) и тензорные процессоры (TPU), специализирующиеся на параллельном выполнении матричных операций. Однако они обладают универсальной архитектурой и рассчитаны на использование форматов данных (например, FP32/FP16), которые не оптимальны для данной задачи. Следствием их применения является неоправданно высокое энергопотребление даже там, где можно было бы обойтись менее точными, но более производительными вычислениями.

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) типа FPGA (Field Programmable Gate Array) – реконфигурируемые вычислительные платформы, отличающиеся низким энергопотреблением и высокой производительностью [2–4]. Реализация НС на ПЛИС позволяет изменять пользовательские типы данных, что напрямую влияет на аппаратные затраты и энергопотребление ПЛИС.

В статье предложена и исследована архитектура НС для классификации изображений с помощью аппаратно-ориентированных активационных функций ReLU и LeakyReLU. В фокусе исследования находился вопрос оправданности применения LeakyReLU в архитектуре НС для ПЛИС, где традиционно используются активационные функции ReLU [2]. Проанализировано влияние изменения разрядности представления параметров НС на точность классификации и аппаратные затраты. Предложен подход к прогнозированию точности нейросетевой модели, достигаемой в результате квантования ее параметров.

Исследование проходило в несколько этапов. На первом разрабатывалась архитектура НС с активационной функцией ReLU/LeakyReLU и выполнялось ее обучение. Для этой задачи использовались изображения рукописных цифр из базы MNIST. На втором этапе создавалась структура и выполнялось описание IP-блока разработанной НС на языке SystemVerilog. На третьем – тестировалась работа IP-блока с параметрами различной разрядности, на четвертом этапе анализировались полученные данные и выполнялось их сравнение с другими реализациями.

Разработка программной модели нейронной сети

В процессе исследования рассматривалась задача распознавания рукописных цифр на изображениях из базы данных MNIST. В ней содержится 70 тыс. изображений размерами 28×28 пикселей рукописных цифр от 0 до 9 в оттенках серого. 60 тыс. изображений относятся к обучающей выборке, 10 тыс. – к тестовой. Все изображения помечены соответствующей цифрой.

Для решения данной задачи использовалась двухслойная НС прямого распространения. Структура предлагаемой НС, которая в дальнейшем будет обозначаться как MLP-2L, представлена на рис. 1.

На вход НС подавались изображения размерами 28×28 пикселей, которые предварительно преобразовывались в одномерный вектор. Таким образом, входной слой содержал 784 нейрона. Далее данные поступали в скрытый слой, где вычислялся результат по следующей формуле:

$$z_t^{[1]} = \sum_{s=0}^{783} (w_{t,s}^{[1]} x_s) + b_t^{[1]}, \quad (1)$$

где $z_t^{[1]}$ – значение преактивации скрытого слоя; $t \in [0; 13]$; $w_{t,s}^{[1]}$ – вес первого слоя; x_s – входное значение (пиксель); $b_t^{[1]}$ – смещение t -го нейрона первого слоя.

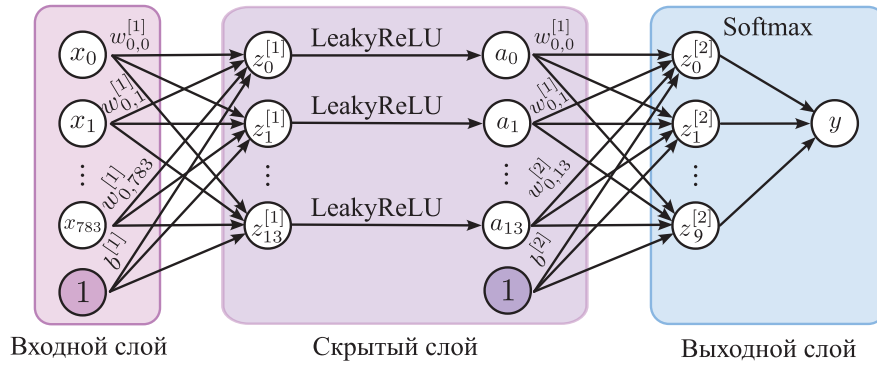


Рис. 1. Структура двухслойной нейронной сети MLP-2L
Fig. 1. Structure of the two-layer neural network MLP-2L

Рассчитанные значения поступали на вход активационной функции LeakyReLU, которую можно описать следующим выражением:

$$\text{LeakyReLU}(x) = \begin{cases} x, & x \geq 0; \\ \text{neg_slope} \cdot x, & x < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где x – нейроны, рассчитываемые во внутреннем слое; neg_slope – гиперпараметр НС, определяющий угол наклона для отрицательных входных значений.

Полученные значения подаются на вход выходного слоя, где преобразуются по формуле

$$z_t^{[2]} = \sum_{s=0}^{13} (w_{t,s}^{[2]} \cdot a_s) + b_t^{[2]}, \quad (3)$$

где $z_t^{[2]}$ – значение преактивации выходного слоя; $t \in [0; 9]$; $w_{t,s}^{[2]}$ – вес второго слоя; a_s – выход скрытого слоя; $b_t^{[2]}$ – смещение t -го нейрона второго слоя.

Вычисленные 10 значений поступали на вход активационной функции softmax

$$y_t = \text{softmax}(z_t^{[2]}) = \frac{\exp(z_t^{[2]})}{\sum_{j=0}^9 \exp(z_j^{[2]})}. \quad (4)$$

Значения y_t можно интерпретировать как вероятность отнесения входного изображения к классу t . В качестве окончательного решения выбирался класс, имеющий наибольшую вероятность.

Главной особенностью модели MLP-2L по сравнению с аналогичными двухслойными НС [2, 5] является использование на скрытом слое активационной функции LeakyReLU, которая впервые была предложена в [6]. На рис. 2 приведены графики активационных функций ReLU и LeakyReLU.

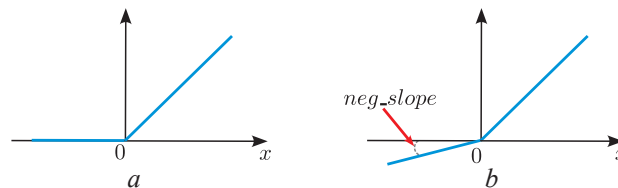


Рис. 2. Сравнение активационных функций ReLU (a) и LeakyReLU (b)
Fig. 2. Comparison of ReLU (a) and LeakyReLU (b) activation functions

Основное преимущество LeakyReLU перед ReLU – преодоление проблемы «умирающих» нейронов. В НС с функцией ReLU отрицательное значение преактивации обнуляет выход нейрона, что приводит в процессе обратного распространения ошибки к нулевому градиенту на этом нейроне и полной остановке его обучения. LeakyReLU, сохраняя малый, но ненулевой наклон для отрицательной области аргумента, гарантирует прохождение градиента всегда, тем самым повышая устойчивость процесса обучения.

С точки зрения схемотехники функция ReLU имеет более простую реализацию, поскольку не требует вычисления произведения $neg_slope \cdot x$, как функция LeakyReLU. В данной статье для сокращения аппаратных затрат на LeakyReLU установлено значение $neg_slope = 2^{-k}$, где параметр k представляет собой положительное целое число, определяемое в процессе оптимизации гиперпараметров. Вследствие накладываемого ограничения, умножение на параметр neg_slope можно реализовать в ПЛИС при помощи операции сдвига на k разрядов вправо, что с точки зрения аппаратных затрат значительно более эффективно, чем умножение на константу общего вида.

Аппаратная реализация нейронной сети на FPGA

Для аппаратной реализации НС был разработан IP-блок, структура которого приведена на рис. 3.

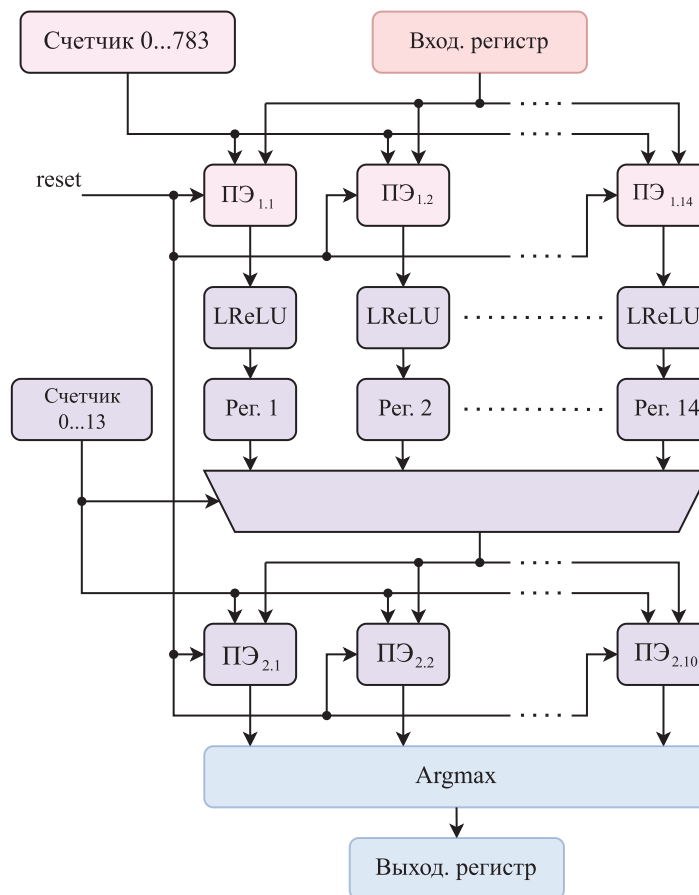


Рис. 3. Структура IP-блока двухслойной нейронной сети MLP-2L
Fig. 3. The structure of the IP block of the two-layer neural network MLP-2L

Полносвязные слои НС реализованы при помощи процессорных элементов (ПЭ), каждый из которых соответствует одному нейрону. Для данной реализации необходимо 24 ПЭ: 14 для первого слоя и 10 для второго. В каждом из них выполняется операция умножения с накоплением, для чего используется матричный умножитель, поскольку его структура позволяет вычислить произведение за один период тактового сигнала. На вход умножителей ПЭ первого слоя подаются пиксели обрабатываемого изображения и соответствующие весовые коэффициенты, полученные на этапе обучения модели. Для умножителей ПЭ второго слоя входными являются значения функции LeakyReLU, а также весовые коэффициенты. При сбросе каждый ПЭ инициализируется соответствующим значением смещения. Структура одного ПЭ приведена на рис. 4, а.

Функция активации softmax широко используется при проектировании и обучении НС, однако ее реализация на FPGA осложняется вычислением экспоненты. Более того, вычисление softmax является избыточным на этапе исполнения (inference) НС и может быть заменено вычислением

функции argmax [7]. В структуре IP-блока НС (рис. 3) для реализации этой функции используется модуль argmax , изображенный на рис. 4, *b*. Это устройство осуществляет поиск индекса максимального элемента на выходе последнего слоя НС. Выходной слой содержит десять нейронов, каждый из которых соответствует определенной цифре (от 0 до 9). Таким образом, найденный индекс однозначно определяет класс, к которому сеть отнесла входной образ. Функция активации LeakyReLU аппаратно реализуется при помощи компаратора, сдвигового регистра и мультиплексора, адресным сигналом для которого является знаковый бит поступившего на вход числа (рис. 4, *c*).

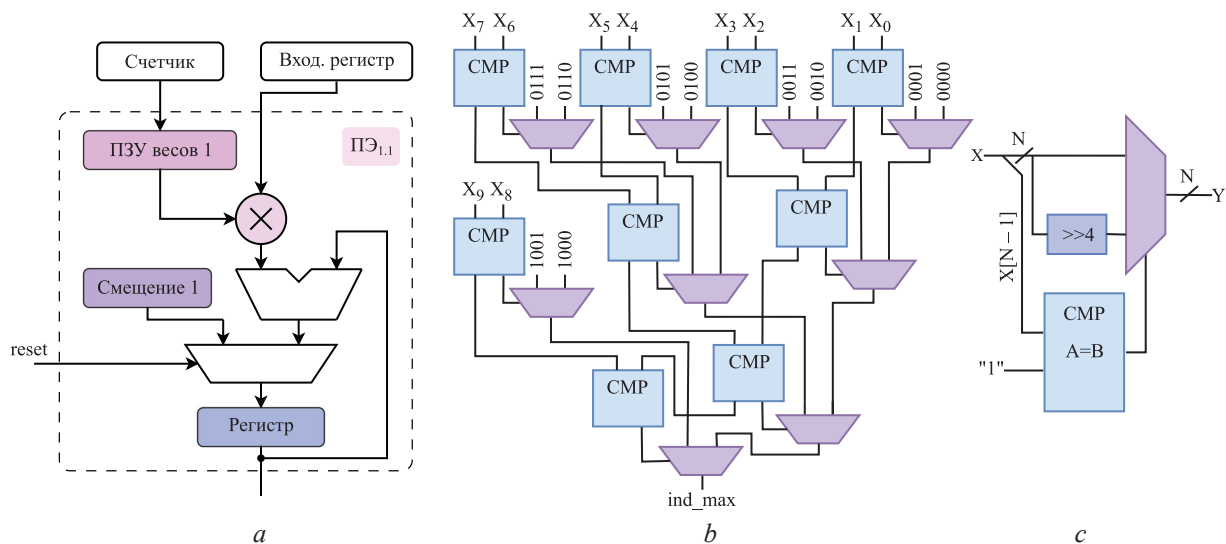


Рис. 4. Функциональные модули устройства: *a* – структура процессорного элемента; *b*, *c* – структура модулей argmax и LeakyReLU соответственно

Fig. 4. Functional modules of the device: *a* – structure of the processing element; *b*, *c* – the structure of the argmax and LeakyReLU modules, respectively

IP-блок двухслойной НС описан на языке SystemVerilog и используется как компонент системы на кристалле (СнК). В качестве аппаратной платформы для реализации проекта использовалась отладочная плата PYNQ Z2 (Python Productivity for Zynq) на базе ZYNQ-7000, которая представляет собой СнК, объединяющую процессор ARM Cortex-A9 и программируемую логику FPGA (рис. 5).

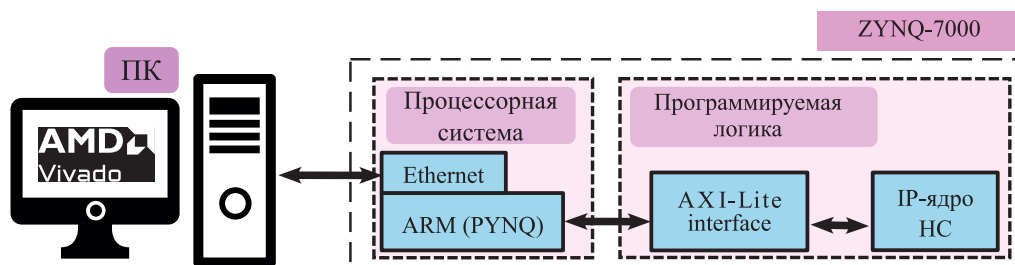


Рис. 5. Реализация нейронной сети на базе платформы PYNQ Z2
Fig. 5. Implementation of a neural network based on the PYNQ Z2 platform

Для упрощения разработки и тестирования на данной платформе используется технология PYNQ, которая представляет собой специализированный дистрибутив операционной системы (ОС) Linux для гетерогенных вычислительных систем семейства Xilinx Zynq, дополненный набором библиотек Python, предоставляющих программный интерфейс (API) для управления IP-ядрами, реализованными в программируемой логике данной СнК. В ОС Linux запущено ядро Jupyter Notebook, где создан блокнот для управления работой IP-блока. Из процессорной системы посредством интерфейса AXI-Lite в программируемую логику передается по одному пикселю изображения. По окончании вычислений результат распознавания передается обратно в процессорную систему по тому же интерфейсу.

Экспериментальные исследования и их результаты

Обучение НС MLP-2L выполнялось с использованием языка Python и библиотеки PyTorch. В качестве функции потерь применялась перекрестная энтропия, оптимизация выполнялась методом Adam. Регулировка скорости обучения η в процессе обучения осуществлялась по методу косинусного отжига с перезапуском. В данном планировщике предполагается, что скорость обучения η изменяется от значения η_{\max} по косинусному закону до η_{\min} в течение периода T_0 , после чего процесс повторяется. Общее число циклов повторения определяется как N_{epochs}/T_0 , где N_{epochs} – общее число эпох обучения модели. В процессе обучения принимали $N_{\text{epochs}} = 200$ и $\eta_{\min} = 10^{-6}$. Значения T_0 и η_{\max} выбирались посредством оптимизации гиперпараметров.

Поиск гиперпараметров выполнялся при помощи байесовской оптимизации по методу TPE (tree-structured Parzen estimator), реализованной в библиотеке Optuna. Данный подход позволяет эффективно исследовать пространство гиперпараметров, строя вероятностную модель целевой функции и последовательно выбирая наиболее перспективные комбинации. Далее приведены оптимизируемые гиперпараметры и диапазоны их значений. Скорость обучения η_{\max} и коэффициент L2-регуляризации λ задавались в непрерывном диапазоне с логарифмическим масштабированием, что обусловлено необходимостью равномерного перебора значений в широком интервале: для η_{\max} – от $1 \cdot 10^{-4}$ до $5 \cdot 10^{-2}$, для λ – от 10^{-7} до $3 \cdot 10^{-3}$; вероятность отключения нейронов (дропаут-регуляризация) выбиралась равномерно из отрезка $[0,01, 0,5]$; параметр neg_slope функции LeakyReLU оптимизировался как категориальная переменная, принимающая значения из набора $[2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}, 2^{-4}, 2^{-5}, 2^{-6}, 0]$. Такой дискретный набор охватывает характерные для данной функции значения, включая нулевое (соответствующее обычному ReLU), и позволяет выявить наиболее эффективный вариант. Параметр T_0 также рассматривался как категориальный с возможными значениями $[20, 10, 4, 2]$. Наконец, размер мини-батча выбирался из степеней двойки в диапазоне от 32 до 2048.

В ходе оптимизации гиперпараметров для модели MLP-2L максимальная точность с функцией ReLU составила 94,66 %, тогда как с LeakyReLU – 95,50 % ($neg_slope = 2^{-4}$). Таким образом, применение LeakyReLU в аппаратной реализации является оправданным, поскольку обеспечивает прирост качества классификации. Для наглядного представления и анализа результатов полученных вариантов модели MLP-2L строились матрицы ошибок (рис. 6), анализ которых показал, что для функций ReLU и LeakyReLU наибольшая точность распознавания у цифры 0 – 98,6 и 98,7 % соответственно, наименьшая – у цифры 5 – 91,9 и 92,5 %.

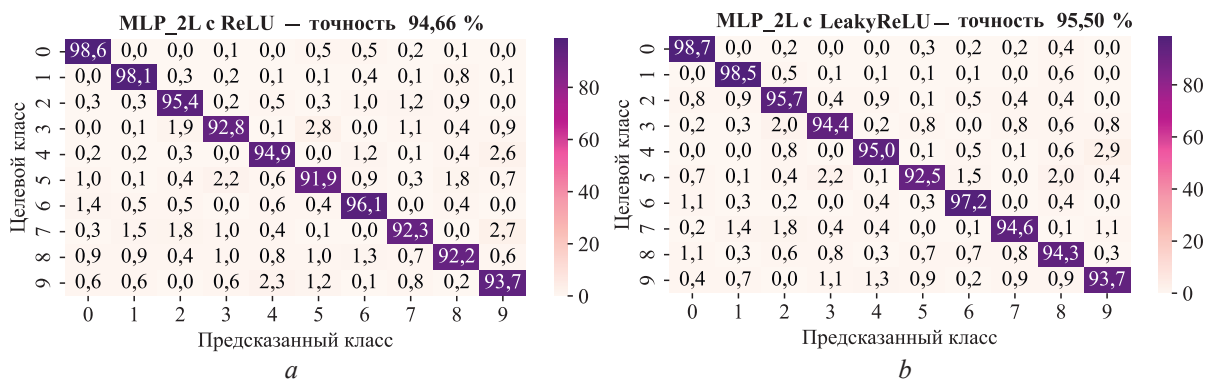


Рис. 6. Матрица ошибок для нейронной сети с активационной функцией: *a* – ReLU; *b* – LeakyReLU

Рис. 6. Error matrix for a neural network with activation function: *a* – ReLU; *b* – LeakyReLU

Следующим этапом было тестирование НС MLP-2L, на котором исследовалось влияние представления весов НС на точность распознавания и аппаратные затраты FPGA. Разрядность дробной части весов изменялась от 2 до 12. Также проводилось исследование аппаратных затрат для каждой FPGA-реализации НС на основе отчетов об использованных ресурсах ПЛИС, полученных в САПР Vivado 2024.1. С ростом разрядности коэффициентов НС увеличивается точность распознавания рукописных цифр, и в то же время увеличивается количество требуемых блоков LUT (Look-Up Tables) и триггеров FF (Flip Flop). Результаты экспериментов приведены на рис. 7 в виде графика, на котором отображена информация о точности распознавания требуемых блоков LUT и FF для каждой разрядности коэффициентов НС.

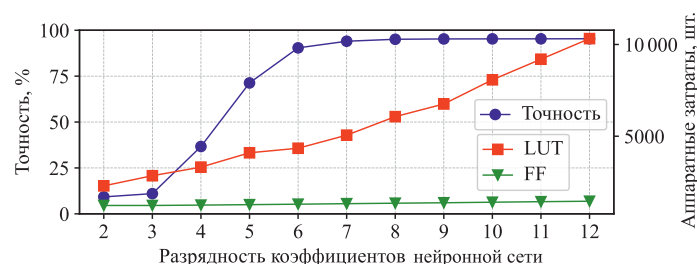


Рис. 7. Точность и аппаратные затраты на реализацию нейронной сети
Fig. 7. Accuracy and hardware costs of implementing a neural network

Анализ зависимости точности распознавания от разрядности дробной части весовых коэффициентов показывает, что при увеличении числа разрядов с 3 до 7 наблюдается скачкообразный рост точности. При дальнейшем наращивании разрядности рост точности замедляется и приобретает характер, близкий к линейному. Увеличение разрядности закономерно ведет к росту аппаратных затрат. Количество LUT возрастает с увеличением разрядности каждого МАС-ядра, что связано с квадратичным ростом сложности матричного умножителя и увеличением разрядности сумматора. В отличие от LUT, число триггеров FF остается практически неизменным во всем диапазоне исследуемых разрядностей, что говорит о незначительном влиянии разрядности весовых коэффициентов на количество триггеров.

Аппаратные затраты отладочной платы PYNQ Z2 на базе ПЛИС ZYNQ-7000 для случая представления коэффициентов НС MLP-2L приведены в табл. 1. Данные соответствуют случаю представления коэффициентов с 9-ю разрядами в дробной части.

Таблица 1. Аппаратные затраты на реализацию нейронной сети MLP-2L на FPGA PYNQ Z2
Table 1. Hardware costs for implementing the MLP-2L neural network on the PYNQ Z2 FPGA

| Вариант блока | Количество | Доступно | Использование, % |
|----------------|------------|----------|------------------|
| LUT | 6757 | 53 200 | 12,70 |
| FF | 1374 | 106 400 | 1,29 |
| Блочная память | 12 | 140 | 8,57 |

Результаты сравнения модели MLP-2L с другими НС прямого распространения [1] приведены в табл. 2. Сравнение проводилось по следующим критериям: точность распознавания, тактовая частота, время обработки одного изображения, аппаратные затраты.

Таблица 2. Сравнение MLP-2L с другими нейронными сетями прямого распространения
Table 2. Comparison of MLP-2L with other feedforward neural networks

| Показатель | Модель | | | | | |
|-------------------------------|--------|---------|---------|----------|----------|----------------|
| | MLP-2L | RVNN_64 | CVNN_64 | RVNN_128 | CVNN_128 | RVNN_Raw_MNIST |
| Точность распознавания, % | 95,27 | 85,9 | 87,0 | 87,5 | 88,3 | 96 |
| Период тактовых импульсов, нс | 18,11 | 8 | 10,5 | 8 | 10 | 8 |
| Время обработки, мс | 0,16 | 0,64 | 0,84 | 1,28 | 1,6 | 3,92 |
| LUT | 6757 | 9123 | 17 723 | 13 122 | 24 164 | 20 993 |
| FF | 1374 | 3110 | 5936 | 5703 | 11 520 | 16 066 |
| Блочная память | 12 | – | – | – | – | 160 |
| DSP | – | 485 | 1333 | 469 | 1333 | 507 |

Предлагаемую модель MLP-2L по точности превосходит лишь RVNN_Raw_MNIST. MLP-2L требует наименьших ресурсов ПЛИС и быстрее всех перечисленных моделей обрабатывает одно изображение. Однако период тактовых импульсов по сравнению с остальными принимает наибольшее значение, что связано с реализацией матричного умножителя МАС-ядер на LUT-блоках.

С целью анализа влияния квантования коэффициентов НС на их численные значения была рассчитана дивергенция Кульбака – Лейблера (рис. 8). Она характеризует степень расхождения между исходными коэффициентами и их представлением в формате Q7.n, где n – количество битов в дробной части. На рис. 8 использованы следующие обозначения: KL – рассчитанное значение дивергенции Кульбака – Лейблера; w_n, w_n^q – распределение коэффициентов n-го слоя НС до и после квантования соответственно. На графиках точности распознавания в зависимости от количества бит, приходящегося на дробную часть ($Q = 4$ и $Q = 5$), виден скачкообразный прирост точности, что также повлияло на различие в гистограммах для весов и их квантованных версий для коэффициентов первого и второго слоев. Дивергенция для $Q = 4$ и $Q = 5$ битов в дробной части для первого слоя отличается в 2703 раза, для второго – в 14 раз.

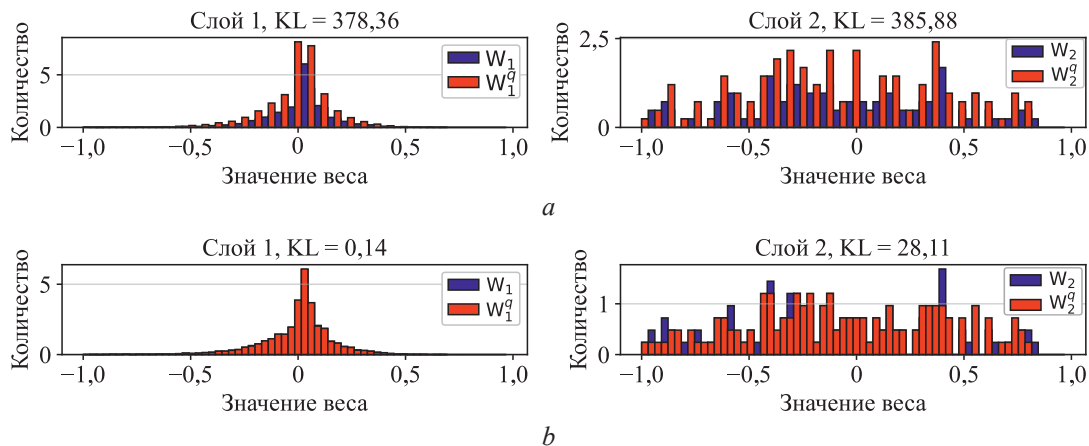


Рис. 8. Гистограммы коэффициентов нейронной сети до и после квантования при распределении весов и их квантованных версий для: $a - Q = 4$; $b - Q = 5$
Fig. 8. Histograms of neural network coefficients before and after quantization for the distribution of weights and their quantized versions for: $a - Q = 4$; $b - Q = 5$

Также исследовалась возможность предсказания точности модели НС с квантованными параметрами. Для этой цели строилась модель линейной регрессии (рис. 9), в которой предикторами выступали значения дивергенции Кульбака – Лейблера для каждой разрядности, а целевой переменной – точности распознавания.

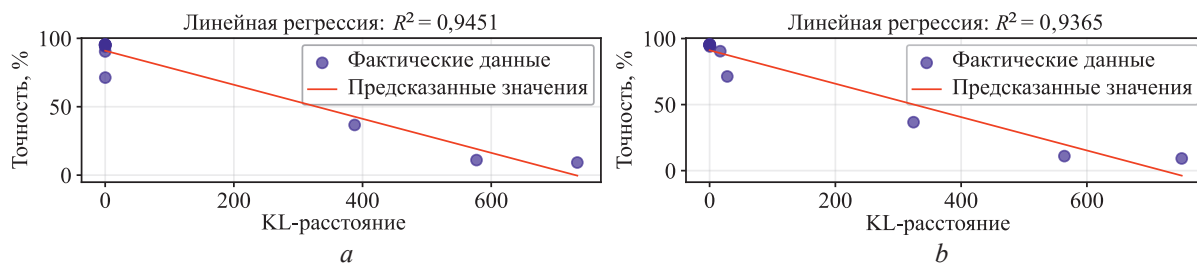


Рис. 9. Диаграмма рассеяния и линейная регрессия для первого (a) и второго (b) слоев
Fig. 9. Scatterplot and linear regression for the first (a) and second (b) layers

Коэффициент детерминации R^2 для обоих слоев принимает высокие значения (0,9451 и 0,9365), что свидетельствует о достоверности предсказания точности распознавания для каждой разрядности.

Заключение

1. Представлены результаты исследования подходов к эффективной аппаратной реализации нейронной сети на FPGA. На примере двухслойной сети прямого распространения, реализованной на платформе PYNQ Z2, продемонстрирована методика проектирования, включающая оптимизацию гиперпараметров, выбор функций активации и анализ влияния разрядности представления коэффициентов.

2. В ходе исследования подтверждена эффективность предложенного подхода к выбору функций активации, допускающих простую схемотехническую реализацию. Сравнительный анализ показал, что использование LeakyReLU обеспечивает прирост точности классификации на 0,84 % по сравнению с ReLU при сопоставимой сложности аппаратной реализации.

3. Исследовано влияние разрядности представления весовых коэффициентов нейронной сети на точность и аппаратные затраты. Установлено, что оптимальной для разработанной модели нейронной сети при ее реализации на FPGA является разрядность дробной части 9 бит, при которой достигается высокая точность распознавания (95,27 % для модели, использующей LeakyReLU). Выявленный характер зависимостей позволяет производить обоснованный выбор разрядности на ранних этапах проектирования за счет поиска компромисса между точностью вычислений и аппаратной сложностью.

4. Для количественной оценки искажений, вносимых квантованием, применена дивергенция Кульбака – Лейблера. На основе полученных значений дивергенции построена регрессионная модель, демонстрирующая высокую предсказательную способность ($R^2 = 0,9451$ для первого и $R^2 = 0,9365$ для второго слоев). Данный результат подтверждает возможность прогнозирования точности нейросетевой модели с квантованными коэффициентами без проведения полного цикла аппаратного тестирования.

5. Исследование выполнено в рамках работы над научным проектом в лаборатории БГУИР-YADRO в 2025/2026 учебном году.

Список литературы

1. Ahmad, M. FPGA Implementation of Complex-Valued Neural Network for Polar-Represented Image Classification / M. Ahmad, L. Zhang, M. E. H. Chowdhury // *Sensors*. 2024. Vol. 24, No 3.
2. Kwon, J. Design of a Low-Area Digit Recognition Accelerator Using MNIST Database / J. Kwon, S. Kim // *JOIV: International Journal on Informatics Visualization*. 2022. Vol. 6, No 1. P. 53–59.
3. FPGA Acceleration on a Multilayer Perceptron Neural Network for Digit Recognition / I. Westby [et al.] // *The Journal of Supercomputing*. 2021. Vol. 77, No 12. P. 14356–14373. <https://doi.org/10.1007/s11227-021-03849-7>.
4. Кривальцевич, Е. А. Исследование аппаратной реализации нейронной сети прямого распространения для распознавания рукописных цифр на базе FPGA / Е. А. Кривальцевич, М. И. Вашкевич // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23, № 2. С. 101–108. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-2-101-108>.
5. Субботенко, О. Р. FPGA реализация двухслойной нейронной сети прямого распространения для распознавания изображений / О. Р. Субботенко, М. И. Вашкевич // Информационные технологии и системы 2025 (ИТС 2025): материалы Междунар. науч. конф., Минск, 19 нояб. 2025. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2025. С. 153–154.
6. Maas, A. L. Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models / A. L. Maas, A. Y. Hannun, A. Y. Ng // *Proceedings of the 30th International Conference on Machine Learning (ICML)*, 2013. P. 1–6.
7. Субботенко, О. Р. Разработка аппаратного модуля вычисления функции $\arg\max$ на базе FPGA / О. Р. Субботенко // Компьютерные системы и сети: материалы 61-й науч. конф. аспирантов и студ., Минск, 22–26 апр. 2025 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2025. С. 584–585.

Поступила 06.03.2026

Принята в печать 03.04.2026

References

1. Ahmad M., Zhang L., Chowdhury M. E. H. (2024) FPGA implementation of Complex-Valued Neural Network for Polar-Represented Image Classification. *Sensors*. 24 (3).
2. Kwon J., Kim S. (2022) Design of a Low-Area Digit Recognition Accelerator Using MNIST Database. *JOIV: International Journal on Informatics Visualization*. 6 (1), 53–59.
3. Westby I., Yang X., Liu T., Xu H. (2021) FPGA Acceleration on a Multilayer Perceptron Neural Network for Digit Recognition. *The Journal of Supercomputing*. 77 (12), 14356–14373. <https://doi.org/10.1007/s11227-021-03849-7>.
4. Krivalcevic E. A., Vashkevich M. I. (2025) Investigation of Hardware Implementation of a Feedforward Neural Network for Handwritten Digit Recognition Based on FPGA. *Doklady BGUIR*. 23 (2), 101–108. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2025-23-2-101-108> (in Russian).
5. Subbotenko O. R., Vashkevich M. I. (2025) FPGA Implementation of a Two-Layer Direct Propagation Neural Network for Image Recognition. *Information Technologies and Systems 2025 (ITS 2025): Proceedings of the Int. Conf., Minsk, Nov. 19*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 153–154 (in Russian).

6. Maas A. L., Hannun A. Y., Ng A. Y. (2013) Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models. *Proceedings of the 30th International Conference on Machine Learning (ICML)*. 1–6.
7. Subbotenko O. R. (2025) Development of a Hardware Module for Calculating the Argmax Function Based on FPGA. *Faculty of Computer Systems and Networks: Proceedings of the 61st Scientific Conference of Graduate Students, Undergraduates and Students, Minsk, Apr. 22–26*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 584–585.

Received: 6 March 2026

Accepted: 3 April 2026

Вклад авторов

Субботенко О. Р. реализовала и обучила нейронную сеть, аппаратно реализовала структуру нейронной сети, провела экспериментальные исследования, подготовила черновик статьи.

Вашкевич М. И. определил цель и задачи исследований, принимал участие в аппаратной реализации нейронной сети и тестировании на FPGA, участвовал в проведении экспериментальных исследований, интерпретации результатов эксперимента и работе над текстом статьи.

Authors' contribution

Subbotenko O. implemented and trained the neural network, implemented the neural network structure in hardware, conducted experimental studies, and prepared a draft of the article.

Vashkevich M. defined the purpose and objectives of the research, participated in the hardware implementation of the neural network and testing on FPGA, participated in conducting experimental studies, interpreting the experimental results and working on the text of the article.

Сведения об авторах

Субботенко О. Р., студентка, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Вашкевич М. И., д-р техн. наук, проф. каф. встраиваемых вычислительных систем, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-84-20
E-mail: vashkevich@bsuir.by
Вашкевич Максим Иосифович

Information about the authors

Subbotenko O., Student, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Vashkevich M., Dr. Sci. (Tech.), Professor at the Department of Embedded Computing System, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-84-20
E-mail: vashkevich@bsuir.by
Vashkevich Maxim



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-79-84>

УДК 004.738; 615.47

ЛОКАЛЬНАЯ СИСТЕМА ИНТЕРНЕТА МЕДИЦИНСКИХ ВЕЩЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ МОНИТОРИНГЕ БОЛЕЗНИ АЛЬЦГЕЙМЕРА

В. А. ВИШНЯКОВ

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

Аннотация. Интеграция интернета медицинских вещей и технологий искусственного интеллекта создает новую парадигму в диагностической медицине. В статье, принимая во внимание растущие требования к безопасности данных, скорости обработки и нормативным ограничениям, рассмотрена архитектура локальной (edge-based) системы интернета медицинских вещей для анализа мультимодальных медицинских изображений, таких как магнитно-резонансная и позитронно-эмиссионная томография пациентов с болезнью Альцгеймера. В отличие от облачных решений предлагаемая система обеспечивает обработку данных непосредственно в медицинском учреждении, что минимизирует задержки, снижает риски, связанные с передачей конфиденциальных данных, и обеспечивает полный контроль над информацией. Система использует современные сверточные нейронные сети для автоматической сегментации, классификации и мультимодального анализа, демонстрируя увеличение диагностической точности при нейродегенеративных заболеваниях на 15–30 % в исследовательских задачах. Разработаны структура и детализация системы, описаны ее ключевые блоки. Рассмотрено обучение нейронных сетей, распознавание с их помощью болезни Альцгеймера. Отмечены преимущества локального подхода и перспективы внедрения системы интернета медицинских вещей.

Ключевые слова: интернет медицинских вещей, болезнь Альцгеймера, магнитно-резонансная томография, позитронно-эмиссионная томография, сверточные нейронные сети, система диагностики.

Для цитирования. Вишняков, В. А. Локальная система интернета медицинских вещей для анализа медицинских изображений при мониторинге болезни Альцгеймера / В. А. Вишняков // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 79–84. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-79-84>.

A LOCAL INTERNET OF MEDICAL THINGS SYSTEM FOR MEDICAL IMAGE ANALYSIS IN ALZHEIMER'S DISEASE MONITORING

ULADZIMIR VISHNIAKOU

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

Abstract. The integration of the internet of medical things and artificial intelligence technologies is creating a new paradigm in diagnostic medicine. Taking into account growing demands for data security, processing speed, and regulatory restrictions, this article examines the architecture of a local (edge-based) internet of medical things system for analyzing multimodal medical images, such as magnetic resonance imaging and positron emission tomography scans of patients with Alzheimer's disease. Unlike cloud-based solutions, the proposed system processes data directly at the medical facility, minimizing delays, reducing the risks associated with the transfer of confidential data, and providing complete control over the information. The system utilizes modern convolutional neural networks for automatic segmentation, classification, and multimodal analysis, demonstrating a 15–30 % increase in diagnostic accuracy for neurodegenerative diseases in research settings. The structure and details of the system are developed, and its key components are described. Neural network training and Alzheimer's disease recognition using these networks are discussed. The advantages of the local approach and the prospects for implementing the internet of medical things system are highlighted.

Keywords: internet of medical things, Alzheimer's disease, magnetic resonance imaging, positron emission tomography, convolutional neural networks, diagnostic system.

For citation. Vishniakou U. (2026) A Local Internet of Medical Things System for Medical Image Analysis in Alzheimer's Disease Monitoring. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 79–84. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-79-84> (in Russian).

Введение

Для диагностирования болезни Альцгеймера используется анализ нейровизуализации (магнитно-резонансная томография (МРТ) и позитронно-эмиссионная томография (ПЭТ)) речи, акустических паттернов и цифровых биомаркеров. В [1] приведены результаты диагностики заболеваний пациентов с помощью речи, акустических паттернов и цифровых биомаркеров. В данной статье для мониторинга болезни Альцгеймера рассмотрено использование МРТ и ПЭТ.

Современная лучевая диагностика сталкивается с двойным вызовом: экспоненциальным ростом объема и сложности данных (особенно при мультимодальной визуализации, такой как ПЭТ/МРТ), а также с необходимостью в ускорении и стандартизации анализа. Интернет медицинских вещей (IoMT) представляет собой сеть взаимосвязанных медицинских устройств, датчиков и систем, способных собирать данные и обмениваться ими. Обработка таких данных с помощью ресурсоемких нейронных сетей делегируется облачным платформам. Однако этот подход имеет существенные недостатки: задержка передачи больших файлов (DICOM-изображений; DICOM, Digital Imaging and Communications in Medicine – медицинский отраслевой стандарт создания, хранения, передачи и визуализации цифровых медицинских изображений и документов обследованных пациентов), риск утечки конфиденциальной информации пациентов, зависимость от качества интернет-соединения, сложность с соблюдением строгих нормативных требований в различных странах.

Переход к архитектуре локальной (edge-based) системы IoMT позволяет перенести вычислительные мощности ближе к источнику данных – в периметр медицинского учреждения. Это соответствует общей тенденции развития IoMT, где для обработки критически важных данных в реальном времени и снижения нагрузки на облачные платформы используются сетевые шлюзы и локальные серверы [2]. Внедрение такой системы не только решает проблемы безопасности и скорости, но и создает основу для реальной интеграции искусственного интеллекта в клинический рабочий процесс, предоставляя врачу инструмент для поддержки принятия решений непосредственно в момент исследования.

Технология распознавания при нейровизуализации

Магнитно-резонансная томография в контексте IoMT и искусственного интеллекта, обеспечивающая высокую контрастность мягких тканей, является основным методом диагностики в неврологии, онкологии и ортопедии. В рамках IoMT-системы МРТ-сканер выступает как интеллектуальное медицинское устройство, генерирующее стандартизированные данные DICOM для последующего автоматического анализа [1]. В обработке магнитно-резонансной томографии широко применяются сверточные нейронные сети. Сегментация структур архитектуры типа U-Net позволяет с высокой точностью автоматически выделять области интереса, такие как опухоли головного мозга (глиомы), гиппокамп или белое вещество, что критически важно для планирования лечения и мониторинга [3]. При классификации заболеваний глубокое обучение используется для диагностики и прогнозирования их течения по структурным изменениям. Например, сверточные нейронные сети анализируют паттерны атрофии головного мозга для раннего выявления болезни Альцгеймера или дифференциации типов деменции [4]. Алгоритмы на основе глубокого обучения применяются для реконструкции изображений из неполных данных, что позволяет сократить время сканирования, или для подавления шумов, улучшая диагностическую ценность [3].

Позитронно-эмиссионная томография и глубокое ее обучение предоставляют уникальную функциональную и метаболическую информацию, незаменимую в онкологии (стадирование, оценка ответа на терапию) и неврологии (оценка нейродегенеративных процессов). Однако ПЭТ-изображения традиционно характеризуются высоким уровнем шума и низким пространственным разрешением. Глубокое обучение улучшает обработку позитронно-эмиссионной томографии по трем основным направлениям [5]:

1) подавление шума и реконструкция изображений: сверточные нейронные сети способны улучшить отношение сигнал/шум на изображениях, полученных при низких дозах радиофармпрепарата, или напрямую реконструировать качественные изображения из сырых данных (синуграмм), что уменьшает лучевую нагрузку на пациента без потери диагностического качества;

2) совместный анализ с магнитно-резонансной томографией (мультимодальная интеграция). Комбинированная ПЭТ/МРТ-визуализация, позволяющая получить анатомическую и функциональную информацию за одно исследование, является идеальным объектом для анализа нейронными сетями [6]. Модели учатся совместно интерпретировать данные. Например, анатомические ориентиры с магнитно-резонансной томографией помогают точно локализовать области патологического метаболизма на позитронно-эмиссионной томографии, а ее данные, в свою очередь, могут повысить специфичность МРТ-диагностики [4]. Исследования показывают, что такие мультимодальные модели превосходят унимодальные в задачах классификации при диагностике болезни Альцгеймера;

3) количественный анализ и прогноз. Сверточные нейронные сети автоматически вычисляют стандартизированные показатели накопления SUV (standardized uptake value) (в ПЭТ-диагностике – это количественный метод оценки метаболической активности тканей, измеряющий уровень поглощения радиофармпрепарата), сегментируют очаги и прогнозируют ответ на терапию или общую выживаемость, основываясь на исходных метаболических характеристиках опухоли.

Структура локальной системы IoMT для анализа снимков магнитно-резонансной и позитронно-эмиссионной томографии

Структура локальной системы интернета медицинских вещей строится на принципе обработки данных на границе сети (edge computing) и состоит из блоков, приведенных на рис. 1 (PACS/RIS-система управления и обработки медицинских изображений и данных).



Рис. 1. Структура локальной системы интернета медицинских вещей для анализа медицинских изображений

Fig. 1. Structure of a local internet of medical things system for medical image analysis

Рассмотрим назначение и функции блоков локальной системы IoMT.

Блок генерации данных включает современные томографы, которые являются сложными IoT-устройствами. Интегрированные ПЭТ/МРТ-сканеры (Siemens Biograph mMR) идеальны для такой системы, поскольку сразу генерируют зарегистрированные мультимодальные данные, готовые для анализа [7]. Ключевое требование – наличие стандартизированных сетевых интерфейсов (DICOM) для передачи изображений в локальную сеть учреждения.

Блок сбора и агрегации данных выполняет роль защищенного шлюза между устройствами и аналитическим центром. Используются высокоскоростные проводные (Ethernet) и беспроводные (Wi-Fi, 5G-сети для помещений) технологии для минимизации задержек внутри учреждения [1]. На этом уровне осуществляются первичная проверка целостности данных, их анонимизация (при необходимости) и буферизация перед отправкой на обработку.

Локальный аналитический центр – ядро системы, развернутое на серверах или вычислительных кластерах в пределах медицинского учреждения. Центр включает:

- локальное DICOM-хранилище: временное или постоянное хранилище изображений, интегрированное с архивом PACS (Picture Archiving and Communication System). Обеспечивает быстрый доступ к данным для алгоритмов;

- вычислительный сервер искусственного интеллекта: содержит набор предобученных и валидированных нейросетевых моделей (3D сверточные нейронные сети для сегментации бляшек на магнитно-резонансной томографии, модели для шумоподавления позитронно-эмиссионной томографии, мультимодальные классификаторы). Обработка происходит без отправки данных вовне. Модели могут периодически дообучаться на анонимизированных внутренних данных с соблюдением всех этических норм, повышая свою точность и адаптируясь к локальным особенностям;

- компонент обучения и пояснения. Используются методы трансферного обучения (тонкая настройка крупных моделей) и оптимизированные фреймворки (TensorRT, OpenVINO). Важным составляющим является модуль объясняемого искусственного интеллекта (gradient-weighted class activation mapping, Grad-CAM), который визуализирует области изображения, повлиявшие на решение модели, повышая доверие клиницистов [4].

Блок принятия решений. Врач-рентгенолог или клиницист получает результаты анализа через специализированное рабочее место. Алгоритм предоставляет не просто диагноз, а структурированный отчет: аннотированные изображения с выделенными областями патологии, количественные показатели (объем опухоли, уровень накопления радиофармпрепарата), дифференциальный диагноз с оценкой вероятности. Это позволяет врачу действовать быстрее и точнее, используя искусственный интеллект как «второе мнение».

Обучение нейронной сети в локальной системе

Обучение модели – итеративный процесс настройки алгоритма для точной классификации стадий заболевания (например, «Нет деменции», «Умеренная деменция»). В локальном контексте он включает пять этапов, которые перечислены в табл. 1 [1, 8].

Таблица 1. Процесс обучения нейронной сети
Table 1. The process of training a neural network

| Этап | Описание процесса | Пример использования |
|-----------------------------|--|--|
| 1. Сбор данных | Локальный сервер агрегирует МРТ-снимки с томографов учреждения и, возможно, данные носимых датчиков [9] | В публичном наборе Kaggle с 33 984 МРТ-изображениями, разделенными на 4 класса по тяжести деменции [10] |
| 2. Предобработка | Для улучшения качества данных и борьбы с дисбалансом классов применяются аугментация и синтетическая генерация | В условной генеративно-сопоставительной сети Вассерштейна для создания синтетических изображений и балансировки набора данных [10]. Для ПЭТ эффективны методы аугментации, подчеркивающие границы (Prewitt-edge) |
| 3. Выбор и настройка модели | Применяется трансферное обучение: берется предобученная модель и доучивается на локальных медицинских данных | В архитектуре ResNet152, предобученной на ImageNet, с заменой последнего слоя для классификации стадий болезни Альцгеймера |
| 4. Обучение и валидация | Модель обучается на локальном вычислительном кластере. Данные делятся на обучающую, валидационную и тестовую выборки | В предлагаемой локальной системе IoMT достигнута точность 97,7 %, что превосходит многие аналоги [10] |
| 5. Внедрение | Обученная модель развертывается на edge-сервере в клинике, где интегрируется с системой PACS для анализа новых снимков | |

Распознавание и интерпретация результатов

Когда обученная модель интегрирована в клиническую инфраструктуру, процесс анализа нового снимка выглядит следующим образом.

Поступление нового изображения: врач загружает МРТ-снимок пациента в локальную рабочую станцию.

Автоматический анализ: система предобрабатывает снимок и пропускает его через нейронную сеть.

Генерация заключения: система выдает предварительное заключение (например, «Умеренная деменция») с оценкой вероятности.

Объяснение решения: чтобы повысить доверие врачей, система визуализирует области снимка, повлиявшие на решение (через Grad-CAM), выделяя такие зоны, как гиппокамп.

Клиническое решение: врач рассматривает вывод искусственного интеллекта вместе с оригинальным снимком и другой информацией о пациенте для постановки окончательного диагноза.

Локальные IoMT-системы могут быть расширены за счет:

– мультимодального анализа: совместное использование магнитно-резонансной и позитронно-эмиссионной томографии, или создание синтетических ПЭТ-изображений на основе магнитно-резонансной томографии для оценки амилоидных бляшек;

– повышения объяснимости: применение нескольких алгоритмов открытой логики (SHAP, LIME) для более полного объяснения решений модели;

– республиканского обучения: единая модель на данных нескольких больниц без передачи самих данных, что повышает точность и сохраняет конфиденциальность.

Заключение

1. Разработана структура локальной системы интернета медицинских вещей для анализа медицинских изображений болезни Альцгеймера, включающая блоки генерации данных, сбора и агрегации данных, принятия решений, локальный аналитический центр. Система диагностики болезни Альцгеймера выполняет обработку данных в медицинском учреждении, что минимизирует задержки, снижает риски, связанные с передачей конфиденциальных данных, и обеспечивает полный контроль над информацией.

2. Представленная система использует современные сверточные нейронные сети для автоматической сегментации, классификации и мультимодального анализа. Отмечено увеличение диагностической точности при нейродегенеративных заболеваниях на 15–30 %.

3. Полученные результаты исследований могут стать основой для миниатюризации и удешевления вычислительного оборудования в малых клиниках, способствовать развитию республиканского обучения, которое позволит больницам совместно улучшать модели, не обмениваясь данными пациентов. Кроме того, возможна глубокая интеграция с электронными медицинскими картами для создания целостного прогностического профиля пациента.

Список литературы

1. Вишняков, В. А. Машинное обучение, нейронные сети, интернет вещей, блокчейн в IT-диагностике / В. А. Вишняков. Минск: Респуб. ин-т высш. шк., 2025.
2. Dwivedi, R. Potential of Internet of Medical Things (IoMT) Applications in Building a Smart Healthcare System: A Systematic Review / R. Dwivedi, D. Mehrotra, S. Chandra // Journal of Oral Biology and Craniofacial Research. 2021. Vol. 12, No 10. P. 1–17.
3. Deep Convolutional Neural Networks in Medical Image Analysis: A Review / I. D. Mienye [et al.] // Information. 2025. Vol. 16, No 3.
4. Automated Detection of Alzheimer's Disease: A Multi-Modal Approach with 3D MRI and Amyloid PET / G. Castellano [et al.] // Scientific Reports. 2024. Vol. 14. P. 1–12.
5. Deep Learning-Based PET Image Denoising and Reconstruction: A Review / F. Hashimoto [et al.] // Radiological Physics and Technology. 2024. Vol. 17. P. 24–46.
6. Медицинские показания ПЭТ/МРТ [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://bioskaner.eu/ru/meditinskic-pokazaniya-pet-mrt/>. Дата доступа: 24.01.2026.
7. Whole-Body PET/MRI of Pediatric Patients: The Details That Matter / A. Pareek [et al.] // Journal of Visualized Experiments. 2017. Vol. 19.

8. Vishniakou, U. A. Mobile IT-Diagnostic System for Alzheimer's Disease Recognition / U. A. Vishniakou, Yu Chuyue // *Journal of Advances in Health and Medical Sciences*. 2024. Vol. 10. P. 20–23.
9. A Perspective Roadmap for IoMT-Based Early Detection and Care of the Neural Disorder, Dementia / S. Juneja [et al.] // *Journal of Healthcare Engineering*. 2021.
10. IoMT Driven Alzheimer's Prediction Model Empowered with Transfer Learning and Explainable AI Approach in Healthcare 5.0 / A. H. Khan [et al.] // *Scientific Reports*. 2025. Vol. 15, No 1.

Поступила 10.02.2026

Принята в печать 03.04.2026

References

1. Vishniakou U. A. (2025) *Machine Learning, Neural Networks, the Internet of Things, and Blockchain in IT Diagnostics*. Minsk, Republican Institute of Higher Education.
2. Dwivedi R., Mehrotra D., Chandra S. (2021) Potential of Internet of Medical Things (IoMT) Applications in Building a Smart Healthcare System: A Systematic Review. *Journal of Oral Biology and Craniofacial Research*. 12 (10), 1–17.
3. Meunier I. D., Svart T., Obaido G., Jordan M., Ilono P. (2025) Deep Convolutional Neural Networks in Medical Image Analysis: A Review. *Information*. 16 (3).
4. Castellano G., Esposito A., Lella E., Montanaro G., Vessio G. (2021) Automated Detection of Alzheimer's Disease: A Multi-Modal Approach with 3D MRI and Amyloid PET. *Scientific Reports*. 14, 1–12.
5. Hashimoto F., Onishi Y., Ote K., Tashima H., Reader A. J., Yamaya T. (2024) Deep Learning-Based PET Image Denoising and Reconstruction: A Review. *Radiological Physics and Technology*. 17, 24–46.
6. Medical Indications of PET/MRI. Available: <https://bioskaner.eu/ru/meditsinskie-pokazaniya-pet-mrt/> (Accessed 24 January 2026) (in Russian).
7. Pareek A., Muehe A. M., Theruvath A. J., Gulaka P. K., Spunt S. L., Daldrup-Link H. E. (2017) Whole-Body PET/MRI of Pediatric Patients: The Details That Matter. *Journal of Visualized Experiments*. 19.
8. Vishniakou U. A., Yu Chuyue (2024) Mobile IT-Diagnostic System for Alzheimer's Disease Recognition. *Journal of Advances in Health and Medical Sciences*. 10, 20–23.
9. Juneja S., Dhiman G., Kautish S., Viriyasitavat W., Yadav K. (2021) A Perspective Roadmap for IoMT-Based Early Detection and Care of the Neural Disorder, Dementia. *Journal of Healthcare Engineering*.
10. Khan A. H., Ali D., Ahmed S., Alhumam A., Khan M. F., Siddiqui S. Y. (2025) IoMT Driven Alzheimer's Prediction Model Empowered with Transfer Learning and Explainable AI Approach in Healthcare 5.0. *Scientific Reports*. 15 (1).

Received: 10 February 2026

Accepted: 3 April 2026

Сведения об авторе

Вишняков В. А., д-р техн. наук, проф. каф. инфокоммуникационных технологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 44 486-71-82
E-mail: vish@bsuir.by
Вишняков Владимир Анатольевич

Information about the author

Vishniakou U., Dr. Sci. (Tech.), Professor at the Department of Infocommunication Technologies, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 44 486-71-82
E-mail: vish@bsuir.by
Vishniakou Uladzimir



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-85-91>

УДК 004.021

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ СЕМАНТИЧЕСКОГО СХОДСТВА ТЕКСТОВЫХ ФРАГМЕНТОВ

К. С. КРЕЗ, Е. Н. ШНЕЙДЕРОВ, П. А. ШИШ, Е. В. КОНДРАТЕНКО

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

Аннотация. В условиях быстрого роста объема текстовых данных появляется потребность в методах, способных эффективно сравнивать фрагменты текста по смыслу, включая случаи перефразирования, синонимизации и перестройки структуры предложений. Одна из актуальных задач – сопоставление результатов методов семантического сравнения на основе различных моделей с человеческим восприятием смысловой близости. В статье рассматривается экспертный метод оценки семантического сходства текстовых фрагментов, основанный на оценках участников анкетирования. Суть метода заключается в формировании интерпретируемой шкалы семантической близости, полученной на основе человеческого восприятия содержания текстов и используемой для анализа согласованности различных методов. Для формирования «человеческой» оценки проведен опрос 138 участников. Сравнительный анализ показал, что различные методы оценки семантического сходства демонстрируют неодинаковую степень согласованности с человеческим восприятием смысловой близости текстов.

Ключевые слова: семантическое сходство, обработка естественного языка, экспертный метод, сравнение текстов, шкалирование оценок, анкетирование, корреляция Пирсона, корреляция Спирмена.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Сравнение методов оценки семантического сходства текстовых фрагментов / К. С. Крез [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 2. С. 85–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-85-91>.

COMPARISON OF METHODS FOR ASSESSING THE SEMANTIC SIMILARITY OF TEXT FRAGMENTS

KARINA KREZ, EVGENI SHNEIDEROV, POLINA SHISH, EKATERINA KONDRATENKO

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

Abstract. With the rapid growth of text data, there is a need for methods capable of effectively comparing text fragments by meaning, including cases of paraphrasing, synonymization, and sentence restructuring. One of the pressing challenges is comparing the results of semantic comparison methods based on various models with the human perception of semantic similarity. This article discusses an expert method for assessing the semantic similarity of text fragments based on the assessments of survey participants. The method consists of creating an interpretable semantic similarity scale derived from human perception of text content and used to analyze the consistency of various methods. To develop a “human” assessment, a survey of 138 participants was conducted. A comparative analysis revealed that various semantic similarity assessment methods demonstrate varying degrees of consistency with the human perception of text semantic similarity.

Keywords: semantic similarity, natural language processing, expert method, text comparison, rating scaling, questionnaire, Pearson correlation, Spearman correlation.

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

For citation. Krez K., Shneiderov E., Shish P., Kondratenko E. (2026) Comparison of Methods for Assessing the Semantic Similarity of Text Fragments. *Doklady BGUIR*. 24 (2), 85–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-2-85-91> (in Russian).

Введение

Значительный прогресс в области анализа текста связан с развитием методов машинного обучения. Особую роль в этом процессе сыграли модели трансформерного типа, способные учитывать контекст употребления слов и выявлять скрытые смысловые связи между элементами текста. Одна из базовых моделей данного класса – BERT (Bidirectional Encoder Representations from Transformers), основанная на предварительном обучении двунаправленных контекстных представлений и ставшая базой для создания современных методов семантического сопоставления текстов [1]. На этой базе были разработаны подходы, ориентированные на получение векторных представлений предложений и коротких текстовых фрагментов, что существенно расширило возможности автоматической оценки их смысловой близости.

Вместе с тем результаты автоматических методов целесообразно рассматривать не изолированно, а в сопоставлении с человеческим восприятием смысла. В этой связи особый интерес представляет экспертная оценка семантического сходства, формируемая на основе субъективных суждений участников анкетирования. Такая оценка позволяет использовать человеческое восприятие смысловой близости в качестве интерпретируемого ориентира для анализа качества автоматических методов и степени согласованности их результатов с интуитивным пониманием содержания текста.

В статье проведен сравнительный анализ методов оценки семантического сходства текстовых фрагментов при их сопоставлении с экспертной оценкой, полученной в ходе анкетирования. В процессе исследования рассмотрены методы семантического сравнения на основе моделей SBERT (Sentence-BERT), SimCSE (Simple Contrastive Learning of Sentence Embeddings), LaBSE (Language-agnostic BERT Sentence Embedding), Word2Vec, FastText и TF-IDF (Term Frequency-Inverse Document Frequency). Проанализирована степень согласованности их результатов с человеческим восприятием смысловой близости текстов.

Обзор и сравнение методов семантического сходства текстовых фрагментов

Экспертный метод. На основе этого метода степень смысловой близости текстов определяется с учетом набора эмпирических признаков и экспертных предположений. В рамках проводимого исследования роль такого экспертного механизма выполняли участники анкетирования, которые, опираясь на собственное понимание содержания, языковую интуицию и субъективное восприятие смысла, оценивали, насколько близки между собой представленные текстовые фрагменты. Экспертный метод применяется в тех случаях, когда точное формальное описание семантического сходства затруднено или использование строгого алгоритма не позволяет получить быстрый интерпретируемый результат. Его задача состоит в том, чтобы на основе лексических, структурных и смысловых характеристик текста дать приближенную, но практически полезную оценку того, насколько два фрагмента близки по содержанию.

Экспертный метод оценки семантического сходства удобно рассматривать как функцию

$$Sim(T_1, T_2) \rightarrow [0, 1], \quad (1)$$

где Sim – численная мера смысловой близости T_1, T_2 ; T_1, T_2 – сравниваемые текстовые фрагменты.

Результат вычисления $Sim(T_1, T_2)$ принадлежит отрезку $[0, 1]$: значение, близкое к 0, соответствует отсутствию семантической связи между фрагментами, тогда как близкое к 1 указывает на их максимальную смысловую эквивалентность. Таким образом, функция $Sim(T_1, T_2)$ формализует задачу семантического сравнения, позволяя представить качественные смысловые различия в виде количественного показателя, пригодного для дальнейшего анализа, ранжирования и принятия решений в автоматизированных системах обработки текста.

С помощью экспертного метода оценки семантического сходства текстовых фрагментов был проведен опрос 138 участников. Им предлагалось оценить степень семантической близости между текстами, представленными в виде десяти пар. Оценивание осуществлялось по шкале от 1 до 5, где минимальные значения соответствовали низкому уровню смыслового сходства, а максимальные – высокому. Результаты анкетирования участников опроса представлены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты анкетирования участников опроса
Table 1. Results of the survey participants' questionnaire

| Номер пары текстовых фрагментов | Количество голосов за оценку | | | | |
|---------------------------------|------------------------------|----|-----|-----|-----|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 | 1 | 2 | 66 | 48 | 21 |
| 2 | 3 | 9 | 30 | 59 | 37 |
| 3 | 1 | 10 | 39 | 60 | 28 |
| 4 | 2 | 12 | 44 | 55 | 25 |
| 5 | 0 | 9 | 34 | 63 | 32 |
| 6 | 4 | 15 | 54 | 45 | 20 |
| 7 | 5 | 16 | 63 | 37 | 17 |
| 8 | 4 | 6 | 54 | 48 | 26 |
| 9 | 1 | 6 | 34 | 52 | 45 |
| 10 | 4 | 14 | 53 | 48 | 19 |
| Всего голосов | 25 | 99 | 471 | 515 | 270 |

При проведении опроса текст менялся по различным критериям:

- замена слов на синонимические эквиваленты с изменением стилистической маркированности;
- переход между стилями (художественный, публицистический, научный, официально деловой);
- добавление уточняющих компонентов, терминов и пояснений для повышения информативности;
- замена частных формулировок на более абстрактные и обобщенные смысловые конструкции;
- изменение структуры предложения (порядок слов, типы конструкций, дробление или объединение фраз);
- смещение коммуникативной установки текста (оценочность, эмоциональность, степень категоричности);
- усиление или снижение образности и выразительных средств (метафоризация/деэксpressивизация).

При анализе данных, приведенных в табл. 1, можно сделать следующие выводы:

- участники воспринимают предложенные пары как семантически близкие: большинство оценок сосредоточено в диапазоне 3–5;
- наиболее частыми стали оценки 4 (515 голосов, 37,3 %) и 3 (471 голос, 34,1 %). Оценка 5 также встречается достаточно часто (270 голосов, 19,6 %);
- низкие оценки 1 и 2 составляют лишь небольшую долю (в сумме 124 голоса из 1380, т. е. 9 %), что указывает на сохранение смысла в большинстве случаев, даже несмотря на изменения формулировок.

Средняя итоговая оценка семантической близости по всем парам составила примерно 3,66 из пяти, что соответствует умеренно высокой степени сходства. Результаты подтверждают, что изменения текста по критериям (синонимизация, смена стиля, перестройка структуры, добавление уточнений и т. д.) чаще всего не разрушали смысл, а приводили к частичному смещению интерпретации, что и отражается в преобладании оценок 3 и 4. Это показывает, что участники устойчиво распознают общий смысл даже при заметных лексических и стилистических преобразованиях, однако степень сходства может снижаться, когда меняются эмоциональность, коммуникативная установка или уровень обобщенности.

Метод на основе модели SBERT. SBERT представляет собой модификацию архитектуры BERT, предназначенную для формирования семантически информативных векторных представлений предложений и коротких текстовых фрагментов [2]. В задаче сравнения двух фрагментов каждый из них независимо преобразуется в эмбединг фиксированной размерности, после чего

степень их семантической близости определяется на основе сходства между соответствующими векторами, как правило, с использованием косинусной меры. В отличие от подходов, ориентированных преимущественно на анализ отдельных токенов, SBERT позволяет получать целостные представления фрагментов текста, учитывающие контекст, смысловые связи и общую структуру текста. Вследствие этого модель применяется в задачах оценки семантического сходства, поиска близких по смыслу фрагментов и кластеризации текстов.

Метод на основе модели TF-IDF. Лексико-статистические методы основаны на представлении текста в виде набора лексических единиц и на вычислении их числовых весов. Одним из базовых методов такого представления текста является мера TF-IDF. В рамках данного метода каждый сравниваемый текстовый фрагмент преобразуется в вектор признаков, где компонентами выступают слова, а их значения определяются соответствующими весами. Мера TF показывает частоту появления слова в конкретном фрагменте, а IDF – степень его информативности, т. е. редкость слова в фрагментах текстов. После построения таких векторов сходство между двумя фрагментами оценивается с помощью косинусной меры: чем ближе направления векторов, тем выше степень их лексико-статистического сходства. Эффективность данного метода взвешивания терминов подробно изучена в работах по автоматическому поиску, включая исследования Дж. Салтона и К. Бакли [3]. Несмотря на практическую полезность, данный метод слабо учитывает порядок слов, контекст употребления и смысловые отношения между понятиями.

Метод на основе модели Word2Vec. Это классический метод распределенных векторных представлений слов, основанный на статистическом анализе их контекстного окружения. В задаче сопоставления двух текстовых фрагментов данный метод требует перехода от уровня слов к уровню предложений, что обычно реализуется путем усреднения векторов слов, входящих в каждый фрагмент. После построения таких усредненных представлений степень близости между фрагментами определяется с помощью косинусной меры. Преимущество Word2Vec – способность выявлять содержательное сходство и частично семантическую близость текстов. Однако отсутствие контекстной дифференциации значений многозначных слов и недостаточная чувствительность к синтаксическим преобразованиям ограничивают его применимость в задачах, связанных с выявлением семантического сходства.

Метод на основе модели SimCSE. SimCSE относится к классу методов получения эмбедингов предложений на основе контрастивного обучения [4]. При сравнении двух текстовых фрагментов каждый из них кодируется в векторное пространство признаков, после чего между полученными представлениями вычисляется мера семантической близости. Особенность данного подхода состоит в том, что в процессе обучения формируется пространство, в котором семантически близкие тексты располагаются на меньшем расстоянии друг от друга, а несвязанные по смыслу фрагменты на большем. Это позволяет модели эффективно выявлять скрытую смысловую близость между текстами даже при отсутствии прямого лексического совпадения.

Метод на основе модели LaBSE. LaBSE является многоязычной трансформерной моделью, предназначенной для формирования унифицированных векторных представлений предложений на различных языках [5]. При сравнении двух текстовых фрагментов каждый из них проецируется в общее семантическое пространство, после чего близость между ними определяется посредством вычисления косинусного сходства между соответствующими векторами. Основное преимущество данной модели заключается в обеспечении сопоставимости смысловых представлений при различиях не только в формулировках и синтаксической организации текста, но и в языке его выражения. По этой причине LaBSE может использоваться как в монолингвальных, так и в кросс-языковых задачах семантического сравнения текстов.

Метод на основе модели FastText. FastText представляет собой развитие распределительных моделей векторных представлений слов и отличается учетом символьных n -грамм при построении эмбедингов. При сравнении двух текстовых фрагментов сначала формируются векторные представления входящих в них слов, после чего для каждого фрагмента вычисляется агрегированное представление, например, путем усреднения векторов слов. Далее между полученными векторами определяется мера сходства. Учет символьных n -грамм позволяет модели частично отражать морфологические особенности языка и повышает устойчивость к редким словам и словоформам. Вместе с тем FastText, как и другие модели статических словарных представлений, ограниченно учитывает контекст употребления слов и порядок их следования, что снижает точность метода при сравнении фрагментов со сложной семантической структурой.

Методика и результаты сравнения методов семантического сходства текстовых фрагментов

Под семантическим сходством текстовых фрагментов понимается степень близости их смыслового содержания, отражающая, в какой мере два текста выражают одну и ту же мысль, описывают идентичные факты либо обладают эквивалентной семантикой при возможных различиях в формулировках. Существенная характеристика данного явления – его независимость от прямого лексического совпадения: тексты могут демонстрировать высокую степень семантической близости даже при использовании разных словоформ, грамматических конструкций и различного порядка слов.

Для оценки эффективности методов результаты анкетирования сопоставлялись с результатами работы алгоритмов. В качестве основы для сравнения использовалась субъективная оценка участников. Экспертная оценка семантического сходства, выраженная в процентах для каждой пары текстов, вычислялась по формуле

$$\text{Пара текста (\%)} = \frac{\sum_{i=1}^5 in_i}{5N} \cdot 100 \%, \quad (2)$$

где n_i – число голосов за оценку; $N = 138$ – общее число респондентов, т. е. средняя оценка по шкале 1–5, нормированная к диапазону 0–100 %.

Расчет для каждой пары текстов приведен в табл. 2.

Таблица 2. Результаты, полученные различными методами при оценке семантического сходства текстовых пар

Table 2. Results obtained by different methods in assessing the semantic similarity of text pairs

| Номер пары текстовых фрагментов | Результат расчета для метода, % | | | | | | |
|---------------------------------|---------------------------------|-------|--------|----------|--------|-------|----------|
| | Анкетирование | SBERT | TF-IDF | Word2Vec | SimCSE | LaBSE | FastText |
| 1 | 72,46 | 82,60 | 66,66 | 48,54 | 78,60 | 72,61 | 51,29 |
| 2 | 77,10 | 93,12 | 78,83 | 59,12 | 89,25 | 70,41 | 52,12 |
| 3 | 75,07 | 94,61 | 72,61 | 60,34 | 90,24 | 70,51 | 49,78 |
| 4 | 72,90 | 91,95 | 79,91 | 55,67 | 89,87 | 73,12 | 50,56 |
| 5 | 77,10 | 92,01 | 67,01 | 63,89 | 94,06 | 72,01 | 53,76 |
| 6 | 68,99 | 91,25 | 79,22 | 45,10 | 91,00 | 70,89 | 56,51 |
| 7 | 66,52 | 83,43 | 71,41 | 37,21 | 78,29 | 68,01 | 37,70 |
| 8 | 72,46 | 89,57 | 75,51 | 48,45 | 81,12 | 73,78 | 45,00 |
| 9 | 79,42 | 91,18 | 81,12 | 52,23 | 84,22 | 74,16 | 51,87 |
| 10 | 69,28 | 90,48 | 78,45 | 48,78 | 85,29 | 75,12 | 48,29 |
| Среднее значение | 73,13 | 90,42 | 75,67 | 51,35 | 86,19 | 72,46 | 49,69 |

Использование только средних значений семантической близости не позволяет сделать корректные выводы о качестве методов, поскольку они могут демонстрировать различную степень систематического завышения или занижения показателей, а также по-разному воспроизводить относительный порядок близости текстовых пар. Поэтому были приняты дополнительные статистические характеристики, такие как: коэффициент корреляции Пирсона (r), отражающий степень линейного соответствия между оценками метода и анкетирования; коэффициент ранговой корреляции Спирмена (ρ), характеризующий совпадение ранжирования пар по уровню смысловой близости; показатель MAE, позволяющий оценить среднее абсолютное отклонение методов от экспертного метода оценки семантического сходства в исходной шкале от 1 до 5. Сопоставление результатов методов оценки семантического сходства с субъективным человеческим восприятием, выявленным в ходе анкетирования, приведено в табл. 3.

Таблица 3. Сопоставление результатов методов оценки семантического сходства
Table 3. Comparison of the results of semantic similarity assessment methods

| Метод | Статистическая характеристика | | |
|----------|-------------------------------|--------|-------|
| | r | ρ | MAE |
| SBERT | 0,535 | 0,585 | 0,840 |
| TF-IDF | 0,073 | 0,244 | 0,281 |
| Word2Vec | 0,798 | 0,817 | 1,060 |
| SimCSE | 0,403 | 0,341 | 0,653 |
| LaBSE | 0,273 | 0,146 | 0,163 |
| FastText | 0,509 | 0,439 | 1,172 |

При анализе табл. 3 можно отметить следующее:

- Word2Vec показывает максимальную согласованность с анкетированием по корреляции ($r = 0,798$; $\rho = 0,817$), но характеризуется большой ошибкой ($MAE = 1,060$);
- SBERT демонстрирует наиболее сбалансированный результат: умеренно высокая корреляция и приемлемая ошибка ($r = 0,535$; $\rho = 0,585$; $MAE = 0,840$);
- LaBSE имеет минимальное отклонение от анкетирования ($MAE = 0,163$), однако низкая корреляция указывает на слабую взаимосвязь пар;
- TF-IDF практически не согласуется с анкетированием по корреляции ($r = 0,073$), что подтверждает ограниченность этого метода;
- FastText и SimCSE показывают промежуточные результаты, но уступают SBERT по общей согласованности.

Заключение

1. Предложенные пары текстовых фрагментов в большинстве случаев воспринимаются участниками анкетирования как семантически близкие. Средняя итоговая экспертная оценка по всему набору пар составила 3,66 из пяти, что соответствует 73,13 %.

2. Сопоставление экспертных оценок с результатами методов выявило различия как в среднем уровне оценивания, так и в степени согласованности методов с человеческим восприятием. Установлено, что SBERT и SimCSE склонны к завышению степени семантического сходства: их средние значения соответственно составили 90,42 и 86,19 %. Напротив, Word2Vec и FastText продемонстрировали занижение оценок – 51,35 и 49,69 % соответственно. Наиболее близкие к экспертному уровню средние значения показали TF-IDF (75,67 %) и LaBSE (72,46 %), однако при последующем анализе отмечено, что такие значения не являются достаточным основанием для вывода об эффективности методов. Для более полной оценки методов семантического сходства текстовых фрагментов использовались коэффициенты корреляции Пирсона (r) и Спирмена (ρ), а также метрика MAE, выраженная в баллах исходной шкалы от 1 до 5. Так, метод семантического сравнения на основе модели TF-IDF, несмотря на достаточно близкое среднее значение, продемонстрировал крайне низкую согласованность с результатами анкетирования: $r = 0,073$, $\rho = 0,244$ и $MAE = 0,281$, что указывает на его слабую способность выявлять семантическое сходство при перефразировании и замене лексики. Наиболее высокую согласованность по степени семантической близости продемонстрировал Word2Vec ($r = 0,798$, $\rho = 0,817$), однако при этом характеризовался высокой абсолютной ошибкой 1,060, что связано с систематическим занижением оценок. Сбалансированные результаты продемонстрировал метод на основе модели SBERT, для которого получены значения $r = 0,535$, $\rho = 0,585$ и $MAE = 0,840$. Это позволяет сделать вывод о том, что именно данный метод наиболее устойчиво воспроизводит человеческое восприятие относительной смысловой близости текстовых фрагментов.

3. Исследование показало, что классические лексико-статистические методы недостаточно эффективны для оценки смысловой близости текстов в условиях перефразирования. Наиболее перспективными являются современные методы класса векторных представлений предложений, среди которых наиболее сбалансированные результаты продемонстрировал метод семантического сравнения на основе модели SBERT. При этом экспертный метод, учитывающий человеческое оценивание, выступает интерпретируемой основой для сопоставления автоматических оценок с человеческим восприятием смысла.

Список литературы / References

1. Devlin J., Chang M.-W., Lee K., Toutanova K. (2019) BERT: Pre-Training of Deep Bidirectional Transformers for Language Understanding. *Proceedings of the 2019 Conference of the North American Chapter of the Association for Computational Linguistics: Human Language Technologies (NAACL-HLT 2019)*. 4171–4186. DOI: 10.18653/v1/N19-1423.
2. Reimers N., Gurevych I. (2019) Sentence-BERT: Sentence Embeddings Using Siamese BERT-Networks. *Proceedings of the 2019 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing and the 9th International Joint Conference on Natural Language Processing (EMNLP-IJCNLP 2019)*. 3982–3992. DOI: 10.18653/v1/D19-1410.
3. Salton G., Buckley C. (1988) Term-Weighting Approaches in Automatic Text Retrieval. *Information Processing & Management*. 24 (5), 513–523. DOI: 10.1016/0306-4573(88)90021-0.
4. Gao T., Yao X., Chen D. (2021) SimCSE: Simple Contrastive Learning of Sentence Embeddings. *Proceedings of the 2021 Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing*. 6894–6910. DOI: 10.18653/v1/2021.emnlp-main.552.
5. Feng F., Yang Y., Cer D., Arivazhagan N., Wang W. (2022) Language-Agnostic BERT Sentence Embedding. *Proceedings of the 60th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics*. 878–891. DOI: 10.18653/v1/2022.acl-long.62.

Поступила 26.01.2026

Принята в печать 03.04.2026

Received: 26 January 2026

Accepted: 3 April 2026

Вклад авторов

Крез К. С. определила цели и задачи исследования с общей координацией проекта, провела анализ и систематизацию алгоритмов сравнения текстовой информации, подготовила рукопись статьи.

Шнейдеров Е. Н. осуществил научное руководство с изучением методологии, участвовал в утверждении окончательного варианта рукописи.

Шиш П. А., Кондратенко Е. В. выполнили сбор и обработку данных, анализ алгоритмических подходов, составили и оформили список литературы.

Authors' contribution

Krez K. defined the goals and objectives of the study with overall coordination of the project, conducted an analysis and systematization of algorithms for comparing text information, and prepared the manuscript of the article.

Shneiderov E. provided scientific supervision with the study of methodology and participated in the approval of the final version of the manuscript.

Shish P., Kondratenko E. collected and processed data, analyzed algorithmic approaches, compiled and formatted a list of references.

Сведения об авторах

Крез К. С., асп., ассист. каф. проектирования информационно-компьютерных систем, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Шнейдеров Е. Н., канд. техн. наук., доц., каф. проектирования информационно-компьютерных систем, проректор по учебной работе, БГУИР

Шиш П. А., студент, БГУИР

Кондратенко Е. В., студент, БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 29 952-75-56
E-mail: karinakrez04@gmail.com
Крез Карина Сергеевна

Information about the authors

Krez K., Postgraduate, Assistant at the Department of Information and Computer Systems Design, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Shneiderov E., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor at the Department of Information and Computer Systems Design, Vice-Rector for Academic Affairs, BSUIR

Shish P., Student, BSUIR

Kondratenko E., Student, BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 29 952-75-56
E-mail: karinakrez04@gmail.com
Krez Karina

