



DOI: 10.32603/1993-8985

ISSN 1993-8985 (print)
ISSN 2658-4794 (online)

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 28 № 6 2025



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 28 No. 6 2025

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2025

Saint Petersburg
ETU Publishing house

Зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций ПИ № ФС77-74297 от 09.11.2018г.

Индекс по каталогу: АО «Почта России» П4296.

Учредитель и издатель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).
Журнал основан в 1998 г.

Издается 6 раз в год.

Включен в RSCI на платформе Web of Science, Ulrichsw eb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine,

Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

Индексируется и архивируется в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ); соответствует декларации Budapest Open Access Initiative, является членом Directory of Open Access Journals (DOAJ), Crossref.

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный

электротехнический университет «ЛЭТИ»

им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., советник ректората, Санкт-

Петербургский государственный электротехнический

университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина),

С.-Петербург, Россия

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. C. Mult.,

исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics",

Чанчуньский институт оптики, точной механики

и физики КАН, Чанчунь, Китай

Matthias A. HEIN, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Prof.,

Технический университет, Ильменау, Германия

Jochen HORSTMANN, PhD, Dr Rer. Nat., директор

департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия

Erkki LANDERANTA, PhD, Prof., Технический

университет, Лаппеенранта, Финляндия

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Prof., Автономный

университет, Барселона, Испания

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Prof.,

Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

Thomas SEEGER, Dr Sci. (Eng.), Prof., Университет Зигена,

Зиген, Германия

А. Г. ВОСТРЕЦОВ, д.т.н., проф., Новосибирский

государственный технический университет,

Новосибирск, Россия

А. Ю. ЕГОРОВ, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, ООО «Коннектор

Оптикс», С.-Петербург, Россия

С. Т. КНЯЗЕВ, д.т.н., доц., Уральский федеральный

университет, Екатеринбург, Россия

Д. А. КОЗОДАЕВ, к.ф.-м.н., генеральный директор

NT-MDT BV LLC, Апелъдорн, Нидерланды

А. Н. ЛЕУХИН, д.ф.-м.н., проф., Марийский

государственный технический университет,

Йошкар-Ола, Россия

С. Б. МАКАРОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный политехнический университет

Петра Великого, С.-Петербург, Россия

Л. А. МЕЛЬНИКОВ, д.ф.-м.н., проф., Саратовский

государственный технический университет

им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

А. А. МОНАКОВ, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный университет аэрокосмического

приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

А. А. ПОТАПОВ, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и

электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Н. М. РЫСКИН, д.ф.-м.н., гл.н.с., Саратовский филиал ИРЭ

РАН, Саратов, Россия

С. В. СЕЛИЩЕВ, д.ф.-м.н., проф., НИУ "Московский

институт электронной техники", Москва, Россия

А. Л. ТОЛСТИХИНА, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт

кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН,

Москва, Россия

А. Б. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

В. А. ЦАРЕВ, д.т.н., проф., Саратовский государственный

технический университет им. Гагарина Ю. А.,

Саратов, Россия

Н. К. ЮРКОВ, д.т.н., проф., Пензенский государственный

университет, Пенза, Россия

Ю. В. ЮХАНОВ, д.т.н., проф., Южный федеральный

университет, Ростов-на-Дону, Россия

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

С. Е. ГАВРИЛОВ, к.т.н., доц., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

Цель журнала – освещение актуальных проблем, результатов прикладных и фундаментальных исследований, определяющих направление и развитие научных исследований в области радиоэлектроники

Журнал выполняет следующие задачи:

– предоставлять авторам возможность публиковать

результаты своих исследований;

– расширять сферу профессионального диалога

российских и зарубежных исследователей;

– способствовать становлению лидирующих мировых

позиций ученых России в области теории и практики

радиоэлектроники;

– знакомить читателей с передовым мировым опытом

внедрения научных разработок;

– привлекать перспективных молодых специалистов

к научной работе в сфере радиоэлектроники;

– информировать читателей о проведении симпозиумов,

конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии
Creative Commons Attribution 4.0

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).
Subscription index in JSC "Post of Russia" catalogue is П4296
Founder and publisher: Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)
Founded in 1998. Issued 6 times a year.
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.
Editorial address:
ETU, 5F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

Alexander V. SOLOMONOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

Vladimir M. KUTUZOV, Dr Sci. (Eng.), Rector Adviser, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

EDITORIAL BOARD:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. c. mult., Executive Director of the "Bimberg Center of Green Photonics", Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics CAS, Changchun, China

Anton Yu. EGOROV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, correspondent member RAS, Connector Optics LLC, St Petersburg, Russia

Matthias A. HEIN, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Professor, Technical University, Ilmenau, Germany

Jochen HORSTMANN, PhD, Dr Rer. Nat., Head of the Department of Radar Hydrography, Institute for Coastal Research, Helmholtz Zentrum Geesthacht, Geesthacht, Germany

Sergey T. KNYAZEV, Dr Sci. (Eng.), Associate Professor, Ural Federal University, Yekaterinburg, Russia

Dmitry A. KOZODAEV, PhD, NT-MDT BV LLC (CEO), Apeldoorn, Netherlands

Erkki LAHDERANTA, PhD, Professor, Technical University, Lappeenranta, Finland

Anatolii N. LEUKHIN, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Mari State University, Yoshkar-Ola, Russia

Sergey B. MAKAROV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunication St Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Professor, Autonomous University, Barcelona, Spain

Leonid A. MELNIKOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia

Andrei A. MONAKOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

Alexander A. POTAPOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics (IRE) of RAS, Moscow, Russia

Nikita M. RYSKIN, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Saratov Branch, Institute of Radio Engineering and Electronics RAS, Saratov, Russia

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Professor, Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems, Warsaw, Poland

Thomas SEEGER, Dr Sci. (Eng.), Professor, University of Siegen, Siegen, Germany

Sergey V. SELISHCHEV, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Alla L. TOLSTIKHINA, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Divisional Manager, Institute of Crystallography named after A. Shubnikov RAS, Moscow, Russia

Vladislav A. TSAREV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia

Aleksey B. USTINOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

Aleksey G. VOSTRETSOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

Yury V. YUKHANOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

Nikolay K. YURKOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Penza State University, Penza, Russia

EXECUTIVE SECRETARY

Stanislav E. GAVRILOV, PhD, Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

The journal is aimed at the publication of actual applied and fundamental research achievements in the field of radioelectronics.

Key Objectives:

- provide researchers in the field of radioelectronics with the opportunity to promote their research results;
- expand the scope of professional dialogue between Russian and foreign researchers;
- promote the theoretical and practical achievements of Russian scientists in the field of radioelectronics at the international level;

- acquaint readers with international best practices in the implementation of scientific results;
- attract promising young specialists to scientific work in the field of radioelectronics;
- inform readers about symposia, conferences and seminars in the field of Radioelectronics



All the materials of the journal are available under a Creative Commons Attribution 4.0 License

СОДЕРЖАНИЕ

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Коломенский К. Ю. Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с использованием вейвлет-преобразования и пространственной обработки сигналов.....6

Апалина П. В., Сергиенко А. Б. Комбинированная индексная модуляция с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема.....24

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Монаков А. А., Антохин Е. А. Восстановление диаграммы направленности цифровой антенной решетки с дефектными элементами.....45

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Батенков К. А. Анализ надежности двухполюсных сетей связи на основе метода приведения (редукции).....56

Юрков Н. К., Данилова Е. А., Кочегаров И. И., Горячев Н. В., Лысенко А. В. Моделирование вибраций круговых цилиндрических оболочек радиоэлектронных средств.....71

Семенюк В. А., Комнатнов М. Е. Методика оценки помехоустойчивости микроконтроллеров к электромагнитному воздействию в ТЕМ-камере.....80

Радиолокация и радионавигация

Duc Y. Nguyen, Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Hai Le, Phung Bao Nguyen, Chi Thanh Vu. Improving the Automatic Frequency Tracking and Correction System of Pulse Radars with Magnetron Transmitter.....90

Бахолдин В. С., Леконцев Д. А. Повышение эффективности системы ГЛОНАСС с использованием технологии некратных фазометрических шкал.....99

Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий

Рыжов В. К., Скребова Е. М., Боронахин А. М., Сакун И. А., Попов Д. Б. Разработка интегрального показателя ходьбы с нагрузкой на основании биомеханических и электромиографических параметров.....108

От редакции

Правила для авторов статей.....121

CONTENTS

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Kolomensky K.Yu. Methods for GNSS Interference Mitigation Using Wavelet Transform and Spatial Signal Processing.....6

Apalina P. V., Sergienko A. B. Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception.....24

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Monakov A. A., Antokhin E. A. Antenna Pattern Restoration of Digital Antenna Array with Failed Elements.....45

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Batenkov K. A. Two-Terminal Reliability Analysis of Telecommunication Networks Based on Reduction Method.....56

Yurkov N. K., Danilova E. A., Kochegarov I. I., Goryachev N. V., Lysenko A. V. Simulation of Circular Cylindrical Shell Vibrations in Radioelectronic Equipment.....71

Semeniuk V. A., Komnatnov M. E. Methodology for Evaluating Microcontroller Susceptibility to Electromagnetic Influence in TEM Cell.....80

Radar and Navigation

Duc Y. Nguyen, Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Hai Le, Phung Bao Nguyen, Chi Thanh Vu. Improving the Automatic Frequency Tracking and Correction System of Pulse Radars with Magnetron Transmitter.....90

Bakholdin V. S., Lekontsev D. A. Improving GLONASS System Efficiency Using Non-Multiple Phase Scale Technology.....99

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Ryzhov V. K., Skrebova E. M., Boronahin A. M., Sakun I. A., Popov D. B. Development of an Integral Index of Loaded Walking Based on Biomechanical and Electromyographic Parameters.....108

From the Editor

Author's Guide.....121

Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с использованием вейвлет-преобразования и пространственной обработки сигналов

К. Ю. Коломенский

Национальный исследовательский центр телекоммуникаций им. М. И. Кривошеева,
филиал в Санкт-Петербурге, Санкт-Петербург, Россия

✉ kkolomenskii@stc-spb.ru

Аннотация

Введение. В статье на основе анализа многочисленных литературных источников представлены результаты обзора методов подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) на базе вейвлет-преобразования и обработки сигналов в пространственной и пространственно-временной областях. В предыдущей статье автора по данной тематике был предложен вариант классификации методов подавления помех при приеме сигналов ГНСС, а также приведен обзор методов подавления помех ГНСС на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях.

Цель работы. Представить результаты аналитического обзора методов подавления помех ГНСС на основе вейвлет-преобразования и пространственной обработки сигналов.

Материалы и методы. Исследования и анализ рассматриваемых методов выполнены на основе материалов литературных источников 2000–2024 гг., которые отбирались в соответствии со следующими критериями: во-первых, применение методов подавления именно к помехам ГНСС, во-вторых, теоретическое обоснование и экспериментальное подтверждение эффективности предлагаемых методов. В статье рассмотрены методы на основе применения вейвлет-преобразования, алгоритмов пеленгации источников радиоизлучения, в том числе методов со сверхразрешением (методы Кейпона, MUSIC, ESPRIT), а также методов с использованием пространственно-временного адаптивного процессора (Space-Time Adaptive Processor – STAP).

Результаты. Представлен обзор и основные результаты сравнительного анализа методов и алгоритмов борьбы с помехами при приеме сигналов ГНСС с использованием вейвлет-преобразования, а также на основе пространственной и пространственно-временной обработки сигналов.

Заключение. Проведенный обзор и сравнительный анализ наиболее распространенных и эффективных методов борьбы с помехами ГНСС призваны помочь исследователям и разработчикам сократить время на изучение множества подходов к решению данной проблемы, предложенных на сегодняшний день в литературе. Наиболее эффективным методом подавления помех ГНСС является использование многоэлементных адаптивных антенных решеток. Такие антенные системы, особенно в варианте с пространственно-временной обработкой сигналов, являются мощным инструментом для потребителей, заинтересованных в высокой помехоустойчивости приема сигналов ГНСС и готовых к значительным затратам для ее обеспечения.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), подавление помех ГНСС, вейвлет-преобразование (Wavelet Transform), алгоритмы пеленгации со сверхразрешением (методы Кейпона, MUSIC, ESPRIT), пространственная и пространственно-временная обработка сигналов

Для цитирования: Коломенский К. Ю. Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с использованием вейвлет-преобразования и пространственной обработки сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 6–23.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-6-23

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 06.06.2025; принята к публикации после рецензирования 04.07.2025; опубликована онлайн 29.12.2025



Methods for GNSS Interference Mitigation Using Wavelet Transform and Spatial Signal Processing

Konstantin Yu. Kolomensky

The M. I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication,
St Petersburg Branch, St Petersburg, Russia

✉ kkolomenskii@stc-spb.ru

Abstract

Introduction. An analytical review of literature sources reporting various methods for GNSS interference mitigation using wavelet transform and signal processing in spatial and space–time domains is conducted. In his previous publication, the author proposed an approach to classifying GNSS interference mitigation methods and carried out a review of methods based on signal processing in the time, frequency, and time–frequency domains.

Aim. To carry out an analytical review of the basic principles and approaches for GNSS interference mitigation based on wavelet transform and spatial signal processing.

Materials and methods. The analysis involved literature sources published during the period from 2000 to 2024, selected in accordance with the following criteria: application of mitigation methods specifically to GNSS interference and papers containing theoretical justification and experimental confirmation of the effectiveness of the proposed methods. The author discusses methods that employ wavelet transform, super-resolution direction finding algorithms (Capon methods, MUSIC, ESPRIT), as well as methods using a Space-Time Adaptive Processor (STAP).

Results. The results of the conducted comparative review of methods and algorithms for mitigating interference in the reception of GNSS signals based on wavelet transform and signal processing in spatial and space–time domains are presented.

Conclusion. The conducted review and comparative analysis of the most common and effective methods of GNSS interference mitigation are useful for researchers and developers in terms of optimizing their literature search for the most recent achievements in the field. The use of multi-element adaptive antenna arrays is the most effective method for suppressing GNSS interference. Such antenna systems, particularly coupled with Space-Time Adaptive Processor, are a powerful tool for those consumers interested in high noise immunity of receiving GNSS signals and ready to bear the respective costs.

Keywords: global navigation satellite systems (GNSS), GNSS interference mitigation, wavelet transform, super-resolution direction finding algorithms (Capon methods, MUSIC, ESPRIT), signal processing in spatial and space-time domains

For citation: Kolomensky K.Yu. Methods for GNSS Interference Mitigation Using Wavelet Transform and Spatial Signal Processing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 6–23. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-6-23

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Submitted 06.06.2025; accepted 04.07.2025; published online 29.12.2025

Введение. Методы борьбы с помехами при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) привлекают внимание огромного количества исследователей и разработчиков на протяжении нескольких последних десятилетий. Это объясняется широчайшим распространением технологий определения местоположения и синхронизации объектов самого различного назначения с помощью ГНСС практически во всех странах мира применительно как к массовому гражданскому

сектору, так и к специализированным системам корпоративного и военного назначения.

Для того чтобы проанализировать предложенные за это время подходы к борьбе с помехами ГНСС, разработчикам систем и приложений, использующих данные навигационных спутниковых систем для определения местоположения или синхронизации различных объектов, приходится тратить значительные усилия и время. Представленный обзор и сравнительный анализ наиболее эффективных методов борьбы

с помехами ГНСС призван помочь исследователям и разработчикам на начальном этапе сориентироваться в рассматриваемой области и сократить время на изучение всех вариантов методов подавления помех ГНСС, предложенных на сегодняшний день в литературе.

В статье [1] автором был предложен вариант классификации методов подавления помех при приеме сигналов ГНСС, а также представлены результаты аналитического обзора методов на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях. В настоящей статье на основе предложенной классификации проведен обзор и сравнительный анализ наиболее распространенных и эффективных методов борьбы с помехами ГНСС, использующих вейвлет-преобразование, а также обработку сигналов в пространственной и пространственно-временной областях.

Методы подавления помех ГНСС на основе вейвлет-преобразования. Вейвлет-преобразование (Wavelet Transform) можно отнести к методам, обеспечивающим представление принимаемого сигнала в частотно-временной области (Time-Frequency Domain – TFD), но с одной оговоркой: ось частот в данном случае заменяется на ось масштаба (scale), который обратно пропорционален частоте, а ось времени – на ось временных сдвигов (translation) [2–7].

Вейвлет-анализ успешно используется во многих областях науки и техники, особенно в обработке сигналов, численном анализе и математическом моделировании. Свойство множественного разрешения, позволяющее вейвлетам извлекать информацию в различных масштабах, делает их мощным инструментом для анализа и обработки данных. Основное преимущество алгоритмов, основанных на вейвлетах, перед обычными преобразованиями сигналов в частотно-временную область заключается в том, что базовые функции не являются фиксированными и их можно адаптировать к частотно-временной структуре мешающего сигнала. Поэтому вейвлет-анализ хорошо подходит для преобразования сигналов на входе приемников ГНСС с целью идентификации и подавления помех различных типов.

Непрерывное вейвлет-преобразование (Continuous Wavelet Transform – CWT) определяется следующим образом [2–7]:

$$\text{CWT}(\tau, s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{\tau, s}^*(t) dt,$$

где $x(t)$ – входной сигнал; $\psi_{\tau, s}$ – функция преобразования, называемая вейвлетом, с параметрами масштаба s и временного сдвига τ ; * – символ комплексного сопряжения.

Величина CWT показывает, насколько близок сигнал к вейвлет-функции данного сдвига и масштаба. Набор вейвлет-функций получают путем масштабирования и сдвига так называемого материнского вейвлета $\psi(t)$ [2–7]:

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right).$$

В литературе предлагается целый ряд материнских вейвлетов. В качестве примеров уместно привести два наиболее употребительных. Материнский вейвлет "мексиканская шляпа" определяется как вторая производная от функции Гаусса и равен [7]

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma^3} \left[e^{\frac{-t^2}{2\sigma^2}} \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right) \right],$$

где σ – параметр масштаба. Материнский вейвлет Морле определяется как [7]

$$w(t) = e^{-iat} e^{\frac{-t^2}{2\sigma}},$$

где a – частота модуляции.

Вейвлет-преобразование имеет лучшие показатели качества по сравнению с кратковременным преобразованием Фурье (Short-Time Fourier Transform – STFT) благодаря тому, что оно позволяет анализировать сигнал одновременно для разных масштабов и автоматически "подстраиваться" под характер изменения сигнала. Такой подход называется кратно-масштабным анализом (КМА). Он обеспечивает хорошее разрешение по времени на высоких частотах и хорошее разрешение по частоте на низких частотах. КМА особенно эффективен, когда сигнал имеет высокочастотные компоненты короткой длительности (например, ВЧ-импульсы) и протяженные низкочастотные компоненты (например, огибающие ВЧ-сигналов). Такие сигналы часто встречаются на практике.

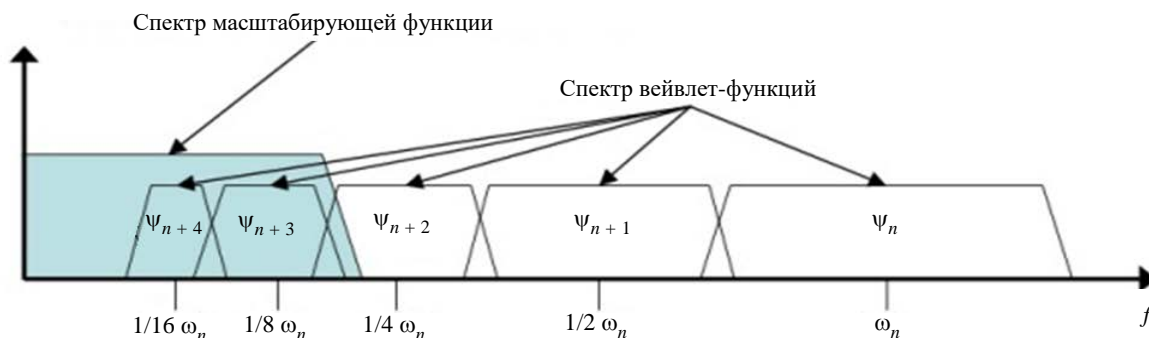


Рис. 1. Спектральное представление вейвлетов и масштабирующей функции [2, 5]

Fig. 1. Spectrum of wavelets and scaling function [2, 5]

Сжатие во времени соответствует растяжению в частотной области вместе со сдвигом в сторону более высоких частот. Это может быть использовано для построения серии вейвлетов, спектры которых охватывают весь частотный диапазон входного сигнала кроме небольшого участка частотной оси вблизи нулевой частоты. Чтобы охватить весь диапазон частот вплоть до нуля, используются масштабирующие функции, которые можно интерпретировать как фильтры нижних частот (рис. 1).

CWT является избыточным преобразованием и поэтому редко применяется на практике. Существует дискретная версия вейвлет-преобразования (Discrete Wavelet Transform – DWT), существенно сокращающая объем необходимых вычислений.

В этом случае дискретная функция преобразования (дискретный вейвлет) принимает вид [2–5]

$$\psi_{j,k}(t) = s_0^{-j/2} \psi(s_0^{-j}t - k\tau_0),$$

где k и j – целые числа; s_0 – основание для изменения масштаба (например, 2); τ_0 – шаг по временному сдвигу (например, 1).

На первом этапе применения DWT осуществляют дискретизацию параметра масштаба s на логарифмической шкале. На втором этапе дискретизируется временной параметр таким образом, чтобы на каждом уровне масштаба использовалась своя частота дискретизации. Если выбрать $s = 2$, $\tau = 1$, то параметры DWT будут лежать на диадической сетке, что минимизирует число необходимых операций, так как на каждом следующем шаге увеличения масштаба $s = s_0^j$, $j = 1, 2, 3, \dots$ (соответственно, уменьшения частоты) число отсчетов по временному параметру τ будет снижаться в два раза. Это становится возможным благодаря уменьшению частоты анализируемого сигнала также в два раза.

Рост популярности применения DWT обеспечил также тот факт, что его реализация возможна с помощью банка фильтров. Такой банк состоит из фильтров, которые разделяют сигнал на полосы частот. Пример двухканального блока фильтров показан на рис. 2.

Дискретный сигнал $x(k)$ поступает в блок анализа и фильтруется полуполосными фильтрами нижних и верхних частот, $L(z)$ и $H(z)$ со-

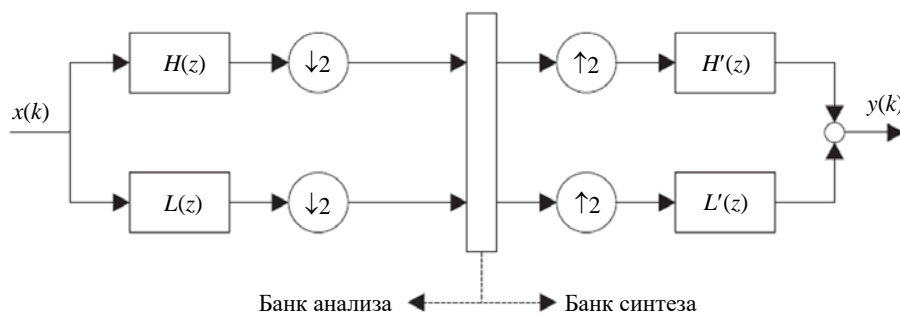


Рис. 2. Двухканальный банк фильтров [6]

Fig. 2. Two channel filter bank [6]

ответственно, которые разделяют спектр входного сигнала на полосы частот одинаковой ширины. Выходные сигналы каждого из фильтров содержат половину частотного спектра, следовательно, число отсчетов может быть сокращено в два раза без потери информации о сигнале. Поэтому к выходным данным фильтров $L(z)$ и $H(z)$ применяется процедура децимации, выполняемая путем исключения каждого второго отсчета. Восстановление исходного сигнала во временной области возможно с помощью фильтров синтеза $L'(z)$ и $H'(z)$ и увеличения числа отсчетов за счет интерполяции, которая обычно выполняется путем добавления нулевых значений между всеми имеющимися отсчетами. Фильтры синтеза $L'(z)$ и $H'(z)$ имеют зеркальные импульсные характеристики относительно фильтров $L(z)$ и $H(z)$, т. е. имеют обратный порядок следования коэффициентов. Такой метод с применением банка фильтров называется субполосным кодированием [6].

На рис. 3 приведен пример трехуровневого субполосного кодирования.

Набор фильтров может быть расширен до произвольного уровня в зависимости от желаемого разрешения. Выходы фильтров верхних частот $H(z)$ представляют собой коэффициенты DWT, а выходы фильтров нижних частот $L(z)$

снова подаются на пару полуполосных фильтров и блоки децимации на следующем уровне. Сочетание фильтра $H(z)$ на предыдущем уровне и фильтра $L(z)$ на следующем уровне фактически выполняет функцию полосового фильтра, через который проходят только частотные составляющие входного сигнала, попадающие в данную полосу пропускания. Полоса пропускания на каждом уровне становится в два раза уже, а число отсчетов в два раза меньше. Число уровней выбирается в зависимости от требуемого разрешения с учетом имеющихся вычислительных ресурсов и размера выборки.

В качестве примера применения метода подавления помех ГНСС с использованием вейвлет-преобразования приведем результаты моделирования алгоритма, предложенного в [4]. При моделировании был использован сигнал ГНСС с несущей частотой 4.092 МГц. Частота дискретизации была выбрана равной 16.368 МГц. В качестве модели помехового воздействия использовался нестационарный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с начальной несущей частотой 4.072 МГц, частотой модуляции 40 МГц/с и полосой 40 кГц, что составляло примерно 2 % от полосы частот сигнала ГНСС. Для вейвлет-преобразования было применено семейство вейвлетов Добеши [4, 6]. Структур-

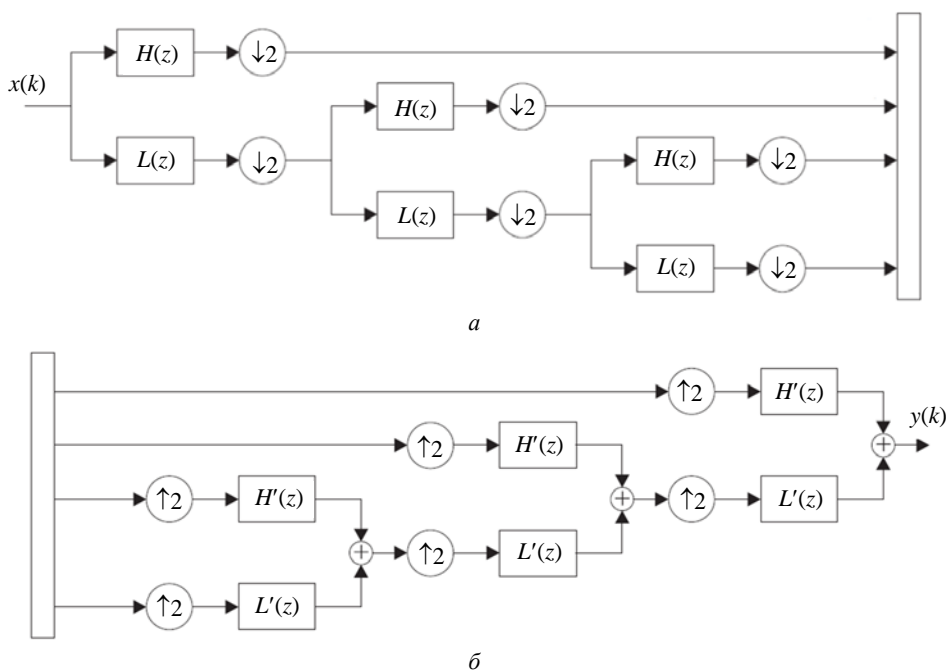


Рис. 3. Пример трехуровневого субполосного кодирования: *a* – блок анализа; *б* – блок синтеза [6]

Fig. 3. Three level filter bank: *a* – analysis bank; *б* – synthesis bank [6]

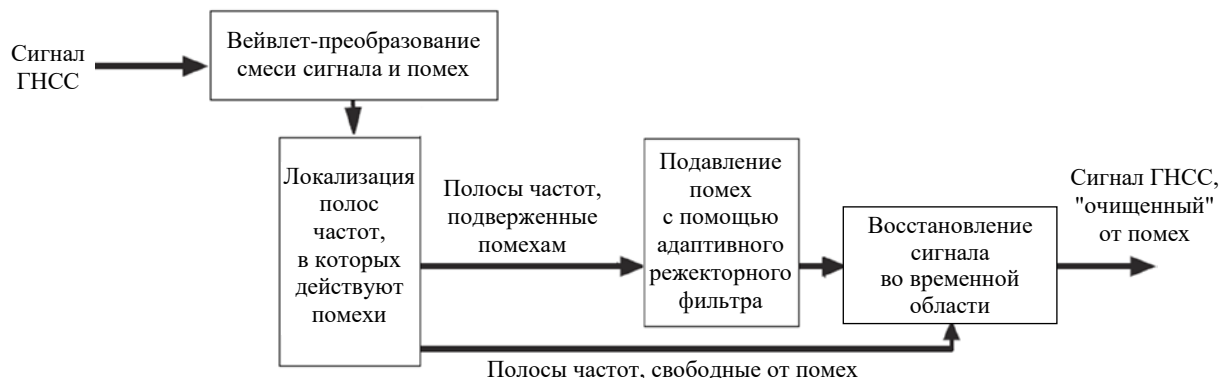


Рис. 4. Структурная схема предложенного алгоритма подавления помех ГНСС [4]

Fig. 4. Proposed interference mitigation algorithm based on wavelet packet decomposition [4]

ная схема предложенного алгоритма подавления помех ГНСС приведена на рис. 4.

С целью качественной оценки эффективности предложенного алгоритма на рис. 5 представлен спектр сигнала ГНСС до и после применения алгоритма подавления помех. Анализ рисунка показывает, что влияние помехи практически полностью устраняется при использовании предложенного алгоритма.

С целью численной оценки эффективности данного алгоритма на базе вейвлет-преобразования в данной статье предложено использовать метрику [5]

$$\alpha_{\text{mean}} = 10 \log_{10} \left(R_p / M_c \right)^2,$$

где R_p – максимальный уровень сигнала на

выходе коррелятора; M_c – средний уровень сигналов на выходе коррелятора во всем пространстве поиска.

В табл. 1 приведены результаты оценки метрики α_{mean} для случаев без подавления помех и при использовании предложенного алгоритма на базе вейвлет-преобразования при отношении

Табл. 1. Оценка эффективности предложенного алгоритма на базе вейвлет-преобразования [4]

Tab. 1. Performance estimation of the proposed algorithm using wavelet transform [4]

α_{mean} , дБ	
Без подавления помех	При использовании предложенного алгоритма
8.7586	24.0930
Захвата сигнала нет	Захват сигнала есть

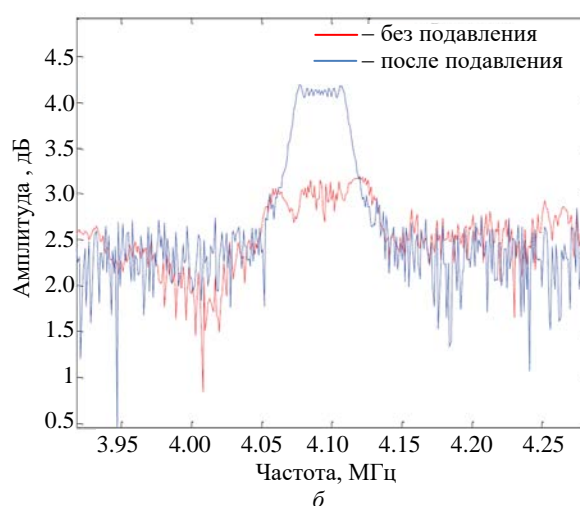
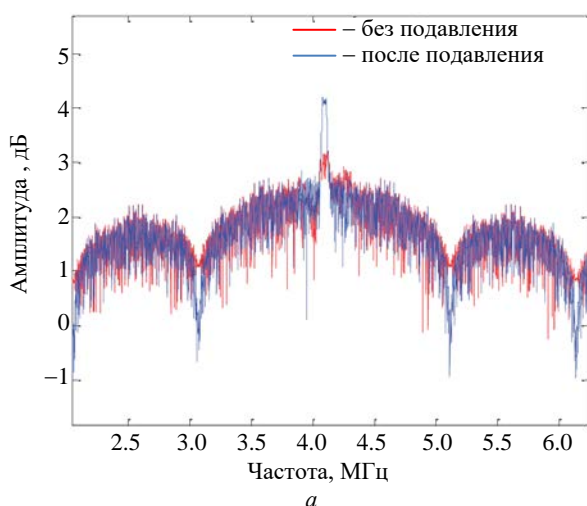


Рис. 5. Спектр сигнала ГНСС до и после применения метода подавления помехи на основе вейвлет-преобразования [4]:

a – полный спектр; b – центральный участок спектра в увеличенном масштабе

Fig. 5. Comparison of the GPS signal spectrum before and after interference mitigation:

a – complete spectrum; b – partial zooming of the spectrum [4]

уровней помехи и сигнала 46 дБ. Сравнение результатов подтверждает эффективность предложенного алгоритма подавления помех ГНСС.

Методы подавления помех ГНСС, использующие анализ сигналов в пространственной области. Методы обнаружения и подавления помех ГНСС, основанные на пространственной обработке сигналов, позволяют бороться с помехами различных типов, в первую очередь с наиболее опасным и трудно обнаруживаемым видом помех – спуфингом. Поскольку имитационные помехи, как правило, излучаются одной антенной и, соответственно, в отличие от сигналов реальных навигационных спутников приходят с одного и того же направления, это обстоятельство используется не только для их обнаружения, но и для последующего подавления. Использование злоумышленниками нескольких разнесенных антенн для передачи сигналов ГНСС, синхронизированных с реальными навигационными сигналами, в целях имитации пеленгационного рельефа аутентичных спутников ГНСС крайне маловероятно [8]. Поэтому методы обнаружения и подавления спуфинга, основанные на пространственной обработке, являются наиболее надежными в классе методов, не использующих криптографию и не требующих смены форматов сигналов ГНСС или дополнительной информации от внешних систем, таких как, например, инерциальные навигационные модули [8–10].

Различные подходы к разработке и реализации методов подавления помех при приеме сигналов ГНСС с использованием пространственной обработки сигналов широко освещены в [8–28]. Огромное разнообразие этих методов, а также использование их в различных комбинациях не позволяет провести сколько-нибудь полный анализ в пределах одной статьи. Поэтому далее приводится краткий обзор таких методов с соответствующими ссылками на литературу.

Метод двойных разностей является одним из наиболее простых и легко реализуемых методов обнаружения спуфинга, использующих пространственную обработку сигналов с помощью двух или нескольких приемников ГНСС [11–13]. Обнаружение спуфинга с помощью этого метода осуществляется на основе анализа результатов измерений дальности до

навигационных спутников, которые доступны на выходе некоторых стандартных приемников ГНСС и называются Carrier Phase Measurements (CPM) [11–13]. Этот способ измерения дальности дает оценки на три порядка более точные, чем измерения псевдодальности по кодовым задержкам, и на основе сравнения разностей измерений CPM в двух разных точках позволяет достаточно точно оценить направление прихода сигнала (НПС) [12]. После сравнения НПС для всех принимаемых источников радиоизлучения (ИРИ) можно отбросить те сигналы, которые приходят с одного направления, поскольку они, вероятнее всего, относятся к помехам, излучаемым злоумышленником. Дополнительным признаком спуфинга является малое изменение НПС на протяжении некоторого периода в отличие от НПС аутентичных сигналов, изменяющихся вследствие заметного перемещения реальных навигационных спутников в зоне видимости приемника ГНСС. Применение метода двойных разностей не накладывает никаких ограничений на геометрию системы [11; 12], необходимо только знание расстояния между приемниками.

Традиционные методы, основанные на вычислении двойных разностей CPM, в основном реализуются с помощью двух антенн. С целью исключения некоторой "мертвой" зоны неопределенности вдоль линии, соединяющей антенны, в [13] представлены результаты численного моделирования метода двойных разностей для системы из трех антенн и с использованием дополнительных данных от инерциальной навигационной системы. Одним из результатов этого моделирования является анализ влияния расстояния между антеннами (базы) на вероятность обнаружения помех ГНСС. На рис. 6 показана рабочая характеристика приемника (Receiver Operating Characteristic – ROC) (в данном случае зависимость вероятности обнаружения помехи от значений вероятности ложной тревоги) при разных значениях базы b , выраженной в единицах длины волны принимаемого излучения γ .

Из рис. 6 видно, что вероятность обнаружения помехи сильно зависит от расстояния между приемными антеннами ГНСС. При разnose антенн 5γ (для частот основных диапазонов GPS и

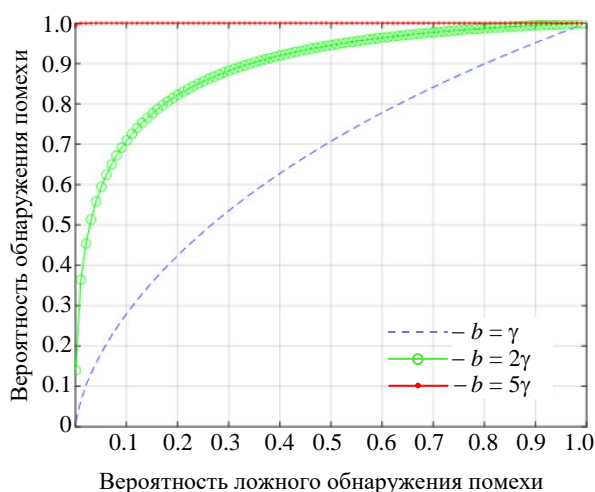


Рис. 6. Рабочая характеристика приемника при различных значениях базы (расстояния между антеннами) [13]

Fig. 6. Carrier phase double difference spoofing detection ROC with different baseline length [13]

ГЛОНАСС это составляет около 1 м) ложные сигналы могут быть эффективно обнаружены с вероятностью 0.993 [13].

Методы с использованием адаптивных антенных решеток. В большинстве типовых приемников ГНСС используется простая одноэлементная антенна с фиксированной диаграммой направленности (ДН). Такая антенна может обладать некоторой способностью подавлять помехи, если ее ДН спроектирована так, чтобы иметь низкий коэффициент усиления в какой-то части зоны покрытия (например, при малых углах места). В то же время использование многоэлементных антенн, способных формировать сложную ДН в зависимости от условий приема сигнала, позволяет значительно эффективнее подавлять помехи с помощью пространственной обработки сигналов на основе адаптивных антенных решеток (ААР) [14–28].

ААР получается из схемы обычной фазированной антенной решетки путем замены фазовращателей в канале каждого антенного элемента на модули, регулирующие весовые коэффициенты, в общем случае комплексные, т. е. изменяющие суммируемые сигналы как по амплитуде, так и по фазе. Сигнал на выходе ААР может быть представлен в виде [14]

$$y = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i = \mathbf{W}^H \mathbf{X},$$

где $\mathbf{W} = (w_1^*, \dots, w_N^*)^H$ – вектор комплексных весовых коэффициентов; $\mathbf{X} = (x_1, \dots, x_N)^T$ – вектор сигналов (комплексных огибающих), получаемых с выходов N элементов ААР; символы $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ и $(\cdot)^H$ обозначают, соответственно, операции комплексного сопряжения, транспонирования и эрмитова сопряжения (транспонирования и комплексного сопряжения одновременно).

Поскольку на входе приемника ГНСС мощность широкополосных сигналов реальных спутников ГНСС, как правило, ниже уровня теплового шума, то все излучения, заметно превышающие этот уровень, следует считать помехами, которые можно подавить с помощью методов пространственной обработки сигналов. Для этого, как правило, используется ААР, состоящая из N антенных элементов, каждый из которых подключен к отдельному каналу приема и обработки принятых сигналов.

Для подавления помех обычно используются два типа алгоритмов [15, 16]. Основная идея алгоритмов первого типа заключается в выборе весовых коэффициентов ААР таким образом, чтобы сформировать ДН с глубокими нулями в направлениях на источники помех (так называемые nulling antennas) [15–18] (рис. 7). При этом помехами считаются все принимаемые радиоизлучения, превышающие порог, устанавливаемый немного выше уровня теплового шума.

В результате на выходе ААР формируется сигнал, в котором отсутствуют (или в значи-

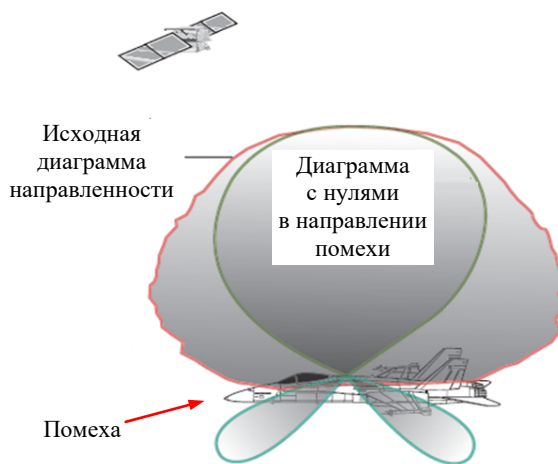


Рис. 7. Использование ААР для борьбы с помехами ГНСС [15]

Fig. 7. Antenna-based approaches to interference control [15]

тельной мере подавляются) помехи, заметно превышающие по мощности уровень собственных шумов приемника. При числе помех, не превышающем количества элементов ААР, чтобы получить на выходе блока подавления помех сигнальный вектор $\mathbf{Y} = (y_1, \dots, y_N)^T$, не содержащий мешающих сигналов, вычисляется произведение матрицы, обратной корреляционной матрице $R_{xx} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ ($E[\cdot]$ – оператор статистического усреднения), на вектор \mathbf{X} [14]:

$$\mathbf{Y} = R_{xx}^{-1}\mathbf{X}.$$

Основная вычислительная нагрузка при использовании этого алгоритма приходится на обращение корреляционной матрицы R_{xx} .

Алгоритмы второго типа основаны на пеленгации ИРИ и построении пространственного спектра принимаемых сигналов [14, 16, 19–28]. Пространственный спектр формируется с помощью методов определения направлений на ИРИ (Direction of Arrival – DOA), которые можно разделить на три вида:

- амплитудная пеленгация;
- фазовая пеленгация;
- пеленгация на основе методов со сверхразрешением.

Типовые системы *амплитудной пеленгации* включают систему Адкока и систему Уотсона–Уатта [19]. Методы *фазовой пеленгации* основаны на интерферометрах, позволяющих оценить НПС по разности моментов времени достижения разнесенных в пространстве антенн. Фазовый интерферометр оценивает НПС на основе разности фаз сигналов, принимаемых этими антеннами [20], а корреляционный интерферометр основан на вычислении корреляционной функции этих сигналов [21].

Методы пеленгации со сверхразрешением позволяют различить пеленги ИРИ при угловом разносе источников, меньшем рэлеевского предела разрешения при обычном методе сканирования пространства лучом с узкой ДН. Среди множества предлагаемых в литературе вариантов алгоритмов пеленгации со сверхразрешением можно выделить пять основных групп:

- 1) алгоритмы линейного предсказания [14];
- 2) методы на базе алгоритма Кейпона [22, 23];

3) проекционные алгоритмы (или алгоритмы на основе подпространств – subspace algorithms) [14, 24–28];

4) алгоритмы типа ESPRIT [27, 28];

5) алгоритмы, основанные на подборе параметрических моделей сигналов [14].

Среди *алгоритмов линейного предсказания* наибольшее распространение получил метод максимума энтропии (ММЭ) [14].

Среди *методов на базе алгоритма Кейпона* прежде всего следует упомянуть собственно метод Кейпона, который был первоначально разработан для разделения спектральных компонент дискретного спектра [22, 23]. Он применим к решеткам любой конфигурации и дает достаточно низкий уровень боковых лепестков пеленгационного рельефа. К этой же группе относятся методы "теплового шума" и метод Боржотти–Лагунаса [14, 22].

Проекционные алгоритмы основаны на разложении корреляционной матрицы R_{xx} по собственным векторам (Eigen Value Decomposition – EVD) [14, 24–26]. При этом подходе матрица R_{xx} представляется в следующем виде [14]:

$$R_{xx} = U\Lambda U^H,$$

где $U = (\mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_N)$ – матрица, состоящая из собственных векторов \mathbf{V}_i матрицы R_{xx} , а $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_N\}$ – диагональная матрица, на главной диагонали которой находятся собственные значения λ_i матрицы R_{xx} .

При отсутствии корреляции сигналов и шумов корреляционная матрица определяется как [14]

$$R_{xx} = Ar_s A^H + \sigma^2 I, \quad (1)$$

где матрица $A = (a_1, \dots, a_M)$ размера $N \times M$ состоит из векторов $\mathbf{a}_m = (e^{-j\Delta\psi_{1m}}, \dots, e^{-j\Delta\psi_{Nm}})^T$ фазовых распределений в раскрыве антенной решетки с N элементами для каждого из M мешающих сигналов ($\Delta\psi_{im}$ – фазовый набег сигнала с номером m на i -м антенном элементе); r_s – корреляционная матрица ИРИ размера $M \times M$; σ^2 – дисперсия теплового шума; I – единичная матрица.

Поскольку из определения собственных векторов следует, что $(R_{xx} - \lambda_i) \mathbf{V}_i = 0$, то после подстановки выражения (1) получаем

$$\begin{aligned} & (Ar_s A^H + \sigma^2 I - \lambda_i I) \mathbf{V}_i = \\ & = [R_s - (\lambda_i - \sigma^2) I] \mathbf{V}_i = 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где R_s – корреляционная матрица входных сигналов при отсутствии шума размера $N \times N$, а $(\lambda_i - \sigma^2) = \lambda_s$ – ее собственные значения.

Если число мешающих сигналов M меньше количества антенных элементов, то матрица R_s имеет ранг M и, следовательно, $N - M$ ее собственных значений равны нулю. Тогда собственные значения λ_i матрицы R_{xx} при $i = M + 1, \dots, N$ равны дисперсии теплового шума σ^2 и из (2) следует, что

$$Ar_s A^H \mathbf{V}_i = 0 \quad (i = M + 1, \dots, N). \quad (3)$$

Поскольку A – матрица полного ранга и матрица r_s – невырожденная, то из (3) следует, что $A^H \mathbf{V}_i = 0$. Это означает, что при $i > M$ "шумовые" собственные векторы \mathbf{V}_i ортогональны векторам $\{\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_M\}$, а их собственные числа равны σ^2 . Соответственно, при $i = 1, \dots, M$ "сигнальные" собственные векторы \mathbf{V}_i коллинеарны векторам $\{\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_M\}$, а их собственные числа равны $\lambda_{s1} + \sigma^2, \dots, \lambda_{sM} + \sigma^2$. Следовательно, собственные векторы \mathbf{V}_i матрицы R_{xx} лежат в одном из двух ортогональных подпространств: в подпространстве сигналов или в подпространстве шумов.

Направление на ИРИ характеризуется управляющим вектором $\mathbf{q}(\alpha, \beta)$, зависящим от угла азимута α и угла места β . Если частоты сигналов от всех мешающих ИРИ равны (что имеет место в случае спуфинга), то управляющий вектор для m -го направления $\mathbf{q}(\alpha_m, \beta_m)$ равен вектору \mathbf{a}_m фазового распределения в раскрыве антенной решетки.

Таким образом, для определения направления на мешающие ИРИ необходимо найти

управляющие векторы $\mathbf{q}(\alpha, \beta)$, ортогональные векторам шумового подпространства, что эквивалентно нахождению максимумов функции пространственного спектра [14]

$$P(\alpha, \beta) = [\mathbf{q}^H(\alpha, \beta) U_P U_P^H \mathbf{q}(\alpha, \beta)]^{-1},$$

где $U_P = (\mathbf{V}_{M+1}, \dots, \mathbf{V}_N)$ – матрица собственных векторов матрицы R_{xx} при $i = M + 1, \dots, N$;

$U_P U_P^H$ – матрица-проектор на шумовое подпространство (отсюда название этой группы алгоритмов – проекционные или на основе подпространств). Для того чтобы определить направления прихода сигналов ИРИ (углы α и β), необходимо найти положения M самых больших максимумов функции $P(\alpha, \beta)$.

Поиск максимумов функции пространственного спектра составляет суть алгоритма множественной классификации сигналов MUSIC (MUltiple SIgnal Classification), который является наиболее популярным среди проекционных алгоритмов пеленгации со сверхразрешением [24–28].

Алгоритм MUSIC применим к ААР любой конфигурации и в идеальных условиях (без учета амплитудно-фазовых ошибок в каналах антенной системы) превосходит алгоритм Кейпона по разрешающей способности. Этим, в основном, объясняется популярность метода MUSIC и повышенный интерес к нему со стороны многих исследователей. Основным недостатком алгоритма MUSIC является необходимость предварительной оценки размерности сигнального подпространства, т. е. числа принимаемых сигналов ИРИ [33]. Для этого, как правило, используются алгоритмы, основанные на анализе спектра корреляционной матрицы. Они предполагают перебор гипотез о числе ИРИ. Решение принимается по минимуму некоторой статистики, зависящей от собственных значений выборочной оценки корреляционной матрицы. Основные алгоритмы этого типа: AIC (Akaike's Information Criterion) и MDL (Minimum Description Length) [24].

Алгоритмы пеленгации типа ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) используют сигналы двух

идентичных антенных подрешеток, сдвинутых одна относительно другой [27, 28]. Методы пеленгации на базе этих алгоритмов обладают достаточно высокой потенциальной разрешающей способностью и обеспечивают высокую производительность, что обуславливает их частое применение в экспериментальных и теоретических исследованиях.

С практической точки зрения интересно сравнить эффективность применения алгоритмов MUSIC и ESPRIT при различных значениях параметров антенн и значениях отношения сигнал/шум (ОСШ). Результаты такого сравнения на базе моделирования в среде MATLAB представлены в [27].

На рис. 8 представлен пространственный спектр, полученный с помощью алгоритма MUSIC для двух однородных линейных ААР с числом элементов $M = 5$ и $M = 11$ при заданных углах прихода сигналов по одной координате (например, по азимуту) $-5, 10$ и 25° . Расстояние между элементами ААР было выбрано равным половине длины волны принимаемого радиозлучения, ОСШ установлено на уровне 20 дБ, объем выборки K составлял 100 отсчетов.

Из рис. 8 видно, что при увеличении числа элементов ААР до 11 пространственный спектр, полученный с помощью алгоритма MUSIC, приобретает форму более узких и высоких пиков, что заметно улучшает точность определения НПС мешающих ИРИ и облегчает их дальнейшее подавление.

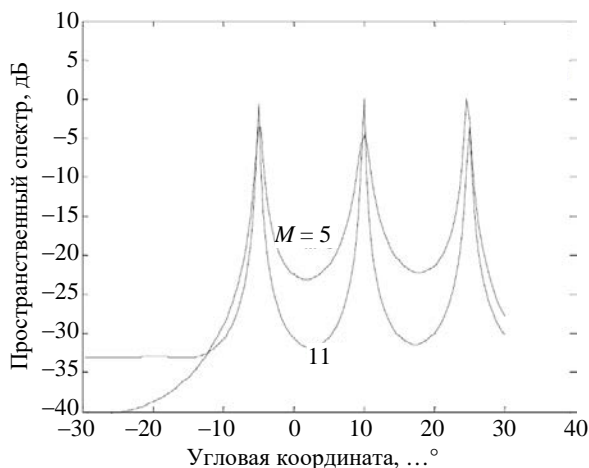


Рис. 8. Пространственный спектр, полученный с помощью алгоритма MUSIC при разных значениях числа антенных элементов [27]

Fig. 8. MUSIC spectrum for varying number of array elements [27]

Еще одним параметром, влияющим на форму пространственного спектра, является объем выборки K , используемый при вычислениях. На рис. 9 представлен пространственный спектр, полученный с помощью алгоритма MUSIC при объемах выборки $K = 10$ и $K = 100$. Видно, что увеличение объема выборки приводит к более четким пикам пространственного спектра.

В табл. 2 с целью сравнения приведены оценки НПС, равного 25° , полученные с помощью 4-элементной ААР при использовании алгоритмов MUSIC и ESPRIT для различных значений ОСШ при $K = 100$. Анализ данных, приведенных в таблице, показывает, что алгоритм MUSIC обеспечивает более точное определение НПС по сравнению с алгоритмом ESPRIT. При значениях ОСШ больше 0 дБ алгоритм MUSIC, в отличие от алгоритма ESPRIT, дает практически точную оценку НПС.

В целом, результаты моделирования показывают, что алгоритм MUSIC более стабилен и

Табл. 2. Оценки НПС, полученные с помощью алгоритмов MUSIC и ESPRIT при различных значениях отношения сигнал/шум [27]

Tab. 2. DOA estimates obtained using the MUSIC and ESPRIT algorithms at different values of the signal-to-noise ratio [27]

ОСШ, дБ	Оценка НПС = $25^\circ, \dots^\circ$	
	MUSIC	ESPRIT
-19	24.00	23.47
0	24.66	26.02
9	25.00	25.67
20	25.00	25.21
21	25.00	24.99

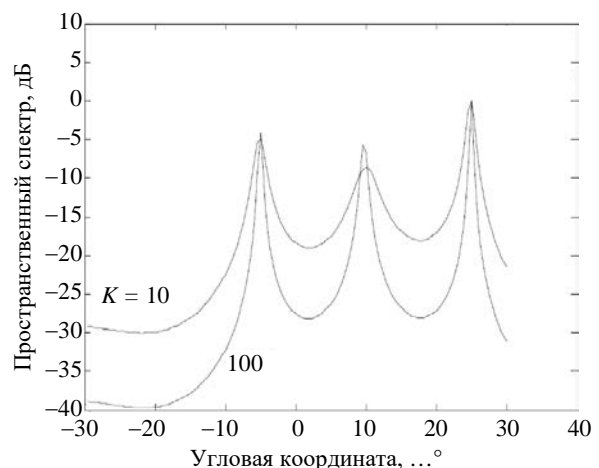


Рис. 9. Пространственный спектр, полученный с помощью алгоритма MUSIC при разных значениях объема выборки [27]

Fig. 9. MUSIC spectrum for varying number of snapshots [27]

обеспечивает более высокое разрешение по сравнению с алгоритмом ESPRIT [27]. Тем не менее разница в эффективности применения этих алгоритмов не столь велика. При наличии дополнительных аргументов в пользу использования алгоритмов типа ESPRIT они вполне могут применяться при проектировании ААР в целях обнаружения и подавления помех ГНСС.

Алгоритмы, основанные на подборе параметрических моделей сигналов, предполагают задание модели сигналов с полным набором параметров (направление, амплитуда, фаза) с последующим подбором таких значений параметров, которые наилучшим образом согласуются с результатами измерений. Алгоритмы этой группы отличаются большим разнообразием вариантов и подходов и в то же время большим объемом и сложностью вычислений в сравнении с уже рассмотренными методами пеленгации со сверхразрешением [14].

В завершение обзора методов пространственной селекции помех следует отметить, что их существенное преимущество по сравнению со многими другими алгоритмами подавления помех ГНСС состоит в том, что они могут подавлять помехи любых типов независимо от их происхождения и параметров (частота, ширина полосы, мощность, скважность и др.).

Методы подавления помех ГНСС, использующие анализ сигналов в пространственно-временной области. Обычные адаптивные решетки хорошо работают в условиях воздействия узкополосных помех, но могут быть недостаточно эффективными при необходимости подавления помех с более широкой полосой частот, особенно при наличии многолучевого распространения. Для повышения эффективности ААР требуется дополнительная обработка сигналов во временной области при помощи включения в антенную систему линий задержек [15, 29–31]. К задержанным сигналам применяются дополнительные весовые коэффициенты, а результаты включаются во взвешенную сумму. Такой пространственно-временной адаптивный процессор (Space-Time Adaptive Processor – STAP), способный устранять не только помехи, но и их копии, возникающие в результате многолучевого распространения, представлен на рис. 10 (T – линии

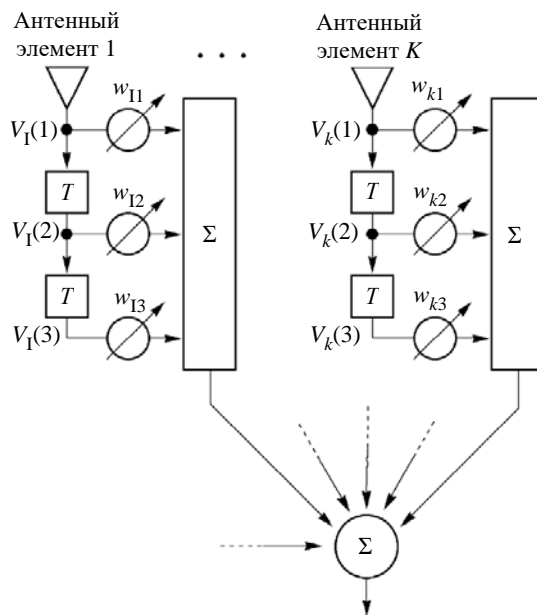


Рис. 10. Трехканальный пространственно-временной адаптивный процессор STAP с двумя линиями задержки в антенном тракте каждого элемента ААР [29]

Fig. 10. Adaptive space-time processor with three taps per antenna [29]

задержки; V_{ki} – сигнал с выхода k -го антенного элемента, задержанный на время $(i - 1)T$; w_{ki} – комплексные весовые коэффициенты на соответствующих отводах).

Фактически на выходе каждого антенного элемента включается адаптивный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), который можно настраивать таким образом, чтобы устранять помехи и многолучевое распространение в достаточно широких диапазонах частот.

Для эффективной работы процессора STAP адаптивные весовые коэффициенты выбираются таким образом, чтобы в максимальной степени сохранить сигналы реальных спутников ГНСС и одновременно свести к минимуму все помехи. При этом используется известная информация об угловом положении каждого спутника и формате передаваемого им сигнала, чтобы настроить пространственно-временной фильтр для приема этого сигнала и подавления помех.

С помощью пространственно-временного процессора можно устранить помехи от нескольких сильных источников с учетом их многолучевого распространения без серьезных потерь или искажений сигналов от реальных спутников ГНСС. Приблизительное соотношение для коли-

чества широкополосных ($K_{Ш}$) и узкополосных ($K_{У}$) источников помех, которые можно нейтрализовать с помощью пространственно-временного процессора, определяется как [29]

$$PK_{Ш} + K_{У} \approx P(N - 1) - 1,$$

где P – количество линий задержек, включенных за каждым антенным элементом; N – количество антенных элементов. Приведенный результат предполагает, что широкополосные помехи занимают весь рабочий диапазон частот, а узкополосные помехи случайно распределены по этому диапазону. Количество линий задержки в каждом канале должно удовлетворять условию [29]

$$(P - 1)T > \tau_{\max},$$

где T – время задержки (см. рис. 10); τ_{\max} – максимальная временная задержка между помеховым излучением, принятым по прямому каналу и каналу с переотражениями.

В [30] приводятся результаты моделирования в среде MATLAB приема сигналов ГНСС с помощью процессора STAP при воздействии четырех источников радиопомех. Предполагается, что два источника помех являются широкополосными с полосой пропускания 20 МГц, а два других излучают непрерывные тоновые помехи. Все четыре источника помех имеют одинаковый уровень мощности, соответствующий отношению мощности помехи к мощности шума, равному 20 дБ, и отношению мощности помехи к мощности сигнала, равному 51.9 дБ. Частоты трех помех совпадают с частотой несущей сигнала ГНСС, а одна из тоновых помех смещена по частоте на 5 МГц. Радиосигналы от всех четырех источников помех приходят с различных направлений.

На рис. 11 представлены результаты моделирования, демонстрирующие изменение во времени ОСШ при работе процессора STAP в условиях отсутствия помех и при их воздействии на приемник ГНСС. Сначала в отсутствие помехового воздействия через 2 с после начала моделирования был включен в работу процессор STAP, что привело к увеличению ОСШ на 6 дБ (рис. 11). Через 5 с после начала моделирования были подключены источники

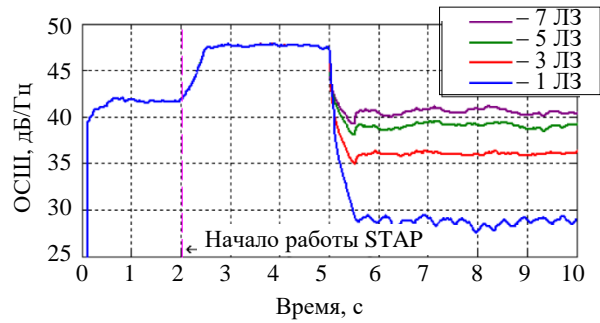


Рис. 11. Изменение во времени ОСШ при работе STAP в условиях воздействия помех [30]

Fig. 11. Estimated C/N_0 with STAP in presence of interference [30]

помех и ОСШ резко снизилось. При этом работа процессора STAP моделировалась при различном числе линий задержки (ЛЗ) в антенном тракте каждого элемента ААР. Как видно из рис. 11, увеличение числа ЛЗ с 1 до 7 в данном сценарии помехового воздействия приводит к росту ОСШ примерно на 11 дБ. При семи ЛЗ тестовые показатели достигают значений, наиболее близких к значениям в сценарии без помех (рис. 11). Моделирование показало, что дальнейшее увеличение числа ЛЗ не приводит к существенному увеличению ОСШ.

Вывод. Несмотря на длительные исследования и многообразие предложенных методов обнаружения и подавления помех ГНСС, достаточно эффективное и в то же время легко реализуемое решение, которое могло бы быть использовано в типовых приемниках ГНСС, до сих пор не найдено [32, 33]. Большинство исследователей идут по пути усложнения алгоритмов, что пока не позволяет выйти на приемлемую для массового рынка стоимость реализации. Безусловно, для специализированных корпоративных и военных приложений, для которых не столь сильны ограничения по сложности и стоимости разработки и внедрения, такие подходы более приемлемы.

В последние годы ускоренное развитие новых телекоммуникационных технологий 5G/5GA и 6G, включая взаимодействие со спутниковым сегментом (Non-Terrestrial Networks – NTN) [34, 35], обуславливает все более плотное занятие радиочастотного спектра, что приводит к появлению дополнительных проблем обеспечения электромагнитной совместимости при взаимодействии с другими спутниковыми системами, в том числе с ГНСС [36].

Наиболее эффективным методом обеспечения электромагнитной совместимости, безусловно, является использование многоэлементных адаптивных антенных решеток. Однако при этом надо учитывать, что многоэлементная ААР не только дороже, чем одноэлементная антенна, но и значительно больше по размеру. Поэтому пользовательская платформа требует значительно большего места для размещения антенной системы и связанной с ней электроники. Хотя эти факторы при практической реализации приемной системы ГНСС могут препятствовать использованию сложной ААР, для многих применений это наиболее эффективный способ снизить уровень помех на несколько порядков. Адаптивные антенные решетки, особенно в варианте с пространственно-временной обработкой сигналов, являются мощным инструментом для потребителей, заинтересованных в высокой помехоустой-

чивости приема сигналов ГНСС и готовых к значительным затратам для ее обеспечения.

В заключение необходимо отметить, что в литературных источниках предлагаются и другие подходы к подавлению помех ГНСС, не рассмотренные в данной статье. К ним относятся такие методы, как:

- использование движения приемника ГНСС [9, 37, 38];
- анализ временного джиттера [39];
- алгоритмы на базе машинного обучения (Machine Learning, Deep Learning) [40–42];
- использование данных сетей 5G [43];
- применение технологии сжатия данных (Compressive Sensing) [44].

Анализ этих методов может составить основу материалов для следующей статьи на тему подавления помех при приеме сигналов ГНСС.

Список литературы

1. Коломенский К. Ю. Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем с обработкой сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 24, № 4. С. 6–24. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-6-24
2. Innovative Interference Mitigation Approaches. Analytical Analysis, Implementation and Validation / M. Paonni, J. G. Jang, B. Eissfeller, S. Wallner, J. A. Avila Rodriguez, J. Samson, F. A. Fernandez // 5th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), Noordwijk, Netherlands, 08–10 Dec. 2010. IEEE, 2010. doi: 10.1109/NAVITEC.2010.5708055
3. Jamming mitigation in global positioning system receivers using wavelet packet coefficients thresholding / M. R. Mosavi, M. Pashaian, M. J. Rezaei, K. Mohammadi // IET Signal Processing. 2015. Vol. 9, № 5. P. 457–464. doi: 10.1049/iet-spr.2014.0280
4. Wang W., Guo M., Chen J. A New Narrowband Interference Mitigation Algorithm Based on Adaptive Wavelet Packet Decomposition // 4th Intern. Conf. on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control, Harbin, China, 18–20 Sept. 2014. IEEE, 2014. P. 6–11. doi: 10.1109/IMCCC.2014.10
5. Dovis F., Musumeci L. Use of Wavelet Transforms for Interference Mitigation // Intern. Conf. on Localization and GNSS (ICL-GNSS), Tampere, Finland, 29–30 June 2011. IEEE, 2011. P. 116–121. doi: 10.1109/ICL-GNSS.2011.5955275
6. Merry R. J. E. Wavelet Theory and Applications: a literature study // Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2005. 41 p.
7. Policar R. The Engineer's Ultimate Guide to Wavelet Analysis. URL: <https://web.iitd.ac.in/~sumeet/WaveletTutorial.pdf> (дата обращения 02.06.25).
8. Magiera J., Katulski R. Detection and Mitigation of GPS Spoofing Based on Antenna Array Processing // J. of Applied Research and Technology. 2015. Vol. 13, № 1. P. 45–57. doi: 10.1016/S1665-6423(15)30004-3
9. A GNSS Structural Interference Mitigation Technique Using Antenna Array Processing / S. Daneshmand, A. Jafarnia-Jahromi, A. Broumandan, G. Lachapelle // 8th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), A Coruna, Spain, 22–25 June 2014. IEEE, 2014. P. 109–112. doi: 10.1109/SAM.2014.6882352
10. Overview of Spatial Processing Approaches for GNSS Structural Interference Detection and Mitigation / A. Broumandan, A. Jafarnia-Jahromi, S. Daneshmand, G. Lachapelle // Proc. of the IEEE. 2016. Vol. 104, № 6. P. 1246–1257. doi: 10.1109/JPROC.2016.2529600
11. Performance Analysis of the Dispersion of Double Differences Algorithm to Detect Single-Source GNSS Spoofing / E. Falletti, G. Falco, V. H. Nguyen, M. Nicola // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2021. Vol. 57, № 5. P. 2674–2688. doi: 10.1109/TAES.2021.3061822
12. Results on GNSS spoofing mitigation using multiple receivers / N. Stenberg, E. Axell, J. Rantakokko, G. Hendeby // Navigation. J. of Institute of Navigation. 2022. Vol. 69, № 1. P. 1–29. doi: 10.33012/navi.510
13. INS-Aided Multi-Antenna GNSS Carrier Phase Double Difference Spoofing Detection / X. Zhang,

- C. Ding, H. Xia, H. Liu, Y. Yao // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 19523–19533.
doi: 10.1109/ACCESS.2023.3247968
14. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. 3-е изд., доп. М.: Ленанд, 2024. 240 с.
15. Sklar J. R. Interference Mitigation Approaches for the Global Positioning System. URL: https://archive.ll.mit.edu/publications/journal/pdf/vol14_no2/14_2interferencemitigation.pdf (дата обращения 29.03.25).
16. Kappen G., Haettich C., Meurer M. Towards a Robust Multi-Antenna Mass Market GNSS Receiver // IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp., Myrtle Beach, USA, 23–26 Apr. 2012. IEEE, 2012. P. 291–300.
doi: 10.1109/PLANS.2012.6236894
17. Magiera J. A Multi-Antenna Scheme for Early Detection // Sensors. 2019. Vol. 19, № 10. Art. № 2411.
doi: 10.3390/s19102411
18. Carvalho A. P. S. D., Antreich F. Pre-Correlation GNSS Spoofing Mitigation // XXV Simp. de aplicações operacionais em áreas de defesa (SIGE 2023), São José dos Campos, Brazil, 26–28 Sept. 2023. IEEE, 2023. P. 1–6.
19. Sadler D. J. Accuracy of Adcock Watson-Watt DF in the Presence of Channel Errors // Sensor Signal Processing for Defence Conf. (SSPD), Brighton, UK, 09–10 May 2019. IEEE, 2019. P. 1–5.
doi: 10.1109/SSPD.2019.8751643
20. Liu L., Yu T. An Analysis Method for Solving Ambiguity in Direction Finding with Phase Interferometers // Circuits, Systems and Signal Processing. 2021. Vol. 40. P. 1420–1437.
doi: 10.1007/s00034-020-01536-1
21. Sengul H., Gürel A. E., Orduyilmaz A. Passive direction finding using correlative interferometer // 29th Signal Processing and Communications Applications Conf. (SIU), Istanbul, Turkey, 09–11 June 2021. IEEE, 2021.
doi: 10.1109/SIU53274.2021.9477965
22. Alsaleem N. A. Moskalets M., Teplitskaya S. The analysis of methods for determining direction of arrival of signals in problems of space-time access // Eastern-European J. of Enterprise Technologies. 2016. Vol. 4, № 9(82). P. 36–44.
doi: 10.15587/1729-4061.2016.75716
23. Костромицкий С. М., Давыденко И. Н., Дятко А. А. Методы сверхразрешения по угловым координатам с использованием адаптивных антенных решеток // Базис. 2021. № 1 (9). С. 39–46.
doi: 10.51962/2587-8042_2021_9_39
24. A Spatial-Temporal Approach Based on Antenna Array for GNSS Anti-Spoofing / Y. Zhao, F. Shen, G. Xu, G. Wang // Sensors. 2021. Vol. 21, № 3. P. 929.
doi: 10.3390/s21030929
25. Al-Azzo M. F., Al-Sabaawi K. I. Comparison between Classical and Modern Methods of Direction of Arrival (DOA) Estimation // Int. J. of Advances in Engineering & Technology. 2014. Vol. 7, № 3. P. 1082–1090.
26. Gunjan T., Chaitanya G. Study of Various Algorithms for Direction of Arrival Estimation in Smart Antenna // Int. J. of Scientific & Engineering Research. 2014. Vol. 5, № 3. P. 440–443.
27. Lavate T. B., Kokate V. K., Sapkal A. M. Performance analysis of MUSIC and ESPRIT DOA estimation algorithms for adaptive array smart antenna in mobile communication // 2nd Int. Conf. on Computer and Network Technology, Bangkok, Thailand, 23–25 Apr. 2010. IEEE, 2010. P. 308–311.
doi: 10.1109/ICCNT.2010.45
28. Liu J. Research on Time of Arrival Estimation Algorithm Based on ESPRIT // Int. J. of Computer Science and Information Technology. 2024. Vol. 3, № 3. P. 192–198.
doi: 10.62051/ijcsit.v3n3.19
29. Fante R. L., Vaccaro J. J. Wideband Cancellation of Interference in a GPS Receive Array // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 2. P. 549–564.
doi: 10.1109/7.845241
30. Mitigation of Continuous and Pulsed Radio Interference with GNSS Antenna Arrays / A. Konovaltsev, D. S. De Lorenzo, A. Hornbostel, P. Enge // ION GNSS 21st Int. Technical Meeting of the Satellite Division, Savannah, GA, 16–19 Sept. 2008. Savannah International Convention Center, 2008. P. 2786–2795.
31. Optimal STAP Algorithms to GNSS Receivers / G. Carrie, F. Vincent, T. Deloues, D. Pietin, A. Renard, F. Letestu // Proc. of the European Navigation Conf., Manchester UK, 2006. Manchester Intern. Convention Centre, 2006. P. 1–14.
32. Коломенский К. Ю. Методы обнаружения помех при приеме сигналов глобальных навигационных систем. Ч. I // Электросвязь. 2024. № 10. С. 44–51.
doi: 10.34832/ELSV.2024.59.10.007
33. Коломенский К. Ю. Методы обнаружения помех при приеме сигналов глобальных навигационных систем. Ч. II // Электросвязь. 2024. № 11. С. 39–48.
doi: 10.34832/ELSV.2024.60.11.006
34. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации 3GPP для сетей 5G. Ч. I // Электросвязь. 2023. № 6. С. 14–19.
doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002
35. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации 3GPP для сетей 5G. Ч. II // Электросвязь. 2023. № 7. С. 13–19.
doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002
36. Проблематика использования L- и S-диапазонов гибридными спутниковыми сетями 5GA/6G / А. С. Пастух, Д. И. Калугина, Е. Е. Девяткин, М. В. Иванкович // Электросвязь. 2023. № 7. С. 2–12.
doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.001
37. Localization of GNSS Spoofing Interference Source Based on a Moving Antenna / R. Liu, Z. Yan, Q. Chen, G. Liao, Q. Zhu // Remote Sensing. 2023. Vol. 15, № 23. Art. № 5497.
doi: 10.3390/rs15235497
38. Nielsen J., Broumandan A., Lachapelle G. Spoofing Detection and Mitigation with a Moving

Handheld Receiver. URL: <http://gpsworld.com/gnss-systemreceiver-designspoofing-detection-and-mitigation-10456/> (дата обращения 31.03.25).

39. GPS spoofing-based time synchronization attack in advanced metering infrastructure and its protection / Q. Bin, C. Ziwen, X. Yong, H. Liang, S. Sheng // The J. of Engineering. 2020. Vol. 2020, № 9. P. 809–815. doi: 10.1049/joe.2020.0022

40. Mohanty A., Gao G. A Survey of Machine Learning Techniques for Improving Global Navigation Satellite Systems // EURASIP J. on Advances in Signal Processing. 2024. Art. № 73. P. 1–40. doi: 10.1186/s13634-024-01167-7

41. Mehr I. E., Dovic F. A Deep Neural Network Approach for Classification of GNSS Interference and Jamming // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2024. Vol. 61, № 2. P. 1660–1676. doi: 10.1109/taes.2024.3462662

42. Machine Learning Assessment of Anti-Spoofing Techniques for GNSS Receivers / G. Marchand, A. Toumi, G. Seco-Granados, J. A. Lopez-Salcedo // Work-in-Progress in Hardware and Software for Location Computation, Castellon, Spain, 6–8 Jun 2023. HAL Open Science, 2023. P. 1–14.

43. GNSS Spoofing Detection and Mitigation with a Single 5G Base Station Aiding / L. Bai, C. Sun, A. G. Dempster, H. Zhao, W. Feng // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2024. Vol. 60, № 4. P. 4601–4620. doi: 10.1109/TAES.2024.3382074

44. Zhang Y. D., Amin M. G., Wang B. Mitigation of sparsely sampled nonstationary jammers for multi-antenna GNSS receivers // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc. (ICASSP), Shanghai, China, 20–25 March 2016. IEEE, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/ICASSP.2016.7472942

Информация об авторе

Коломенский Константин Юрьевич – кандидат технических наук (1986), заместитель директора по науке Национального исследовательского центра телекоммуникаций им. М. И. Кривошеева, филиал в Санкт-Петербурге. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – гибридные наземно-спутниковые сети подвижной связи 5G/5GA и 6G; глобальные навигационные спутниковые системы; спутниковые и наземные системы радиосвязи и радиомониторинга; перспективные цифровые технологии. Адрес: Национальный исследовательский центр телекоммуникаций им. М. И. Кривошеева, филиал в Санкт-Петербурге, Большой Смоленский пр., д. 4А, Санкт-Петербург, 192029, Россия
E-mail: kkolomenskii@stc-spb.ru
<https://orcid.org/0009-0002-4468-4857>

References

1. Kolomensky K.Yu. GNSS Interference Mitigation Methods Based on Signal Processing in Time, Frequency and Time-Frequency Domains. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 6–24. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-6-24

2. Paonni M., Jang J. G., Eissfeller B., Wallner S., J. A. Avila Rodriguez, J. Samson, F. A. Fernandez Innovative Interference Mitigation Approaches. Analytical Analysis, Implementation and Validation. 5th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), Noordwijk, Netherlands, 08–10 Dec. 2010. IEEE, 2010. doi: 10.1109/NAVITEC.2010.5708055

3. Mosavi M. R., Pashaian M., Rezaei M. J., Mohammedi K. Jamming Mitigation in Global Positioning System Receivers Using Wavelet Packet Coefficients Thresholding. IET Signal Processing. 2015, vol. 9, no. 5, pp. 457–464. doi: 10.1049/iet-spr.2014.0280

4. Wang W., Guo M., Chen J. A New Narrowband Interference Mitigation Algorithm Based on Adaptive Wavelet Packet Decomposition. 4th Int. Conf. on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control, Harbin, China, 18–20 Sept. 2014. IEEE, 2014, pp. 6–11. doi: 10.1109/IMCCC.2014.10

5. Dovic F., Musumeci L. Use of Wavelet Transforms for Interference Mitigation. Intern. Conf. on Lo-

calization and GNSS (ICL-GNSS), Tampere, Finland, 29–30 June 2011. IEEE, 2011, pp. 116–121. doi: 10.1109/ICL-GNSS.2011.5955275

6. Merry R. J. E. Wavelet Theory and Applications: a Literature Study. Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2005, 41 p.

7. Policar R. The Engineer's Ultimate Guide to Wavelet Analysis. Available at: <https://web.iitd.ac.in/~sumeet/WaveletTutorial.pdf> (accessed 02.06.25).

8. Magiera J., Katulski R. Detection and Mitigation of GPS Spoofing Based on Antenna Array Processing. J. of Applied Research and Technology. 2015, vol. 13, no. 1, pp. 45–57. doi: 10.1016/S1665-6423(15)30004-3

9. Daneshmand S., Jafarnia-Jahromi A., Broumandan A., Lachapelle G. A GNSS Structural Interference Mitigation Technique Using Antenna Array Processing. 8th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), A Coruna, Spain, 22–25 June 2014. IEEE, 2014, pp. 109–112. doi: 10.1109/SAM.2014.6882352

10. Broumandan A., Jafarnia-Jahromi A., Daneshmand S., Lachapelle G. Overview of Spatial Processing Approaches for GNSS Structural Interference Detection and Mitigation. Proc. of the IEEE. 2016, vol. 104, no. 6, pp. 1246–1257. doi: 10.1109/JPROC.2016.2529600

11. Falletti E., Falco G., Nguyen V. H., Nicola M. Performance Analysis of the Dispersion of Double Dif-

ferences Algorithm to Detect Single-Source GNSS Spoofing. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2021, vol. 57, no. 5, pp. 2674–2688. doi: 10.1109/TAES.2021.3061822

12. Stenberg N., Axell E., Rantakokko J., Hendeby G. Results on GNSS Spoofing Mitigation Using Multiple Receivers. *Navigation. J. of Institute of Navigation*. 2022, vol. 69, no. 1, pp. 1–29. doi: 10.33012/navi.510

13. Zhang X., Ding C., Xia H., Liu H., Yao Y. INS-Aided Multi-Antenna GNSS Carrier Phase Double Difference Spoofing Detection. *IEEE Access*. 2023, vol. 11, pp. 19523–19533. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3247968

14. Ratynsky M. V. *Adapttsiya i sverkhrazreshenie v antenykh reshetkakh* [Adaptation and Super-Resolution in Antenna Arrays]. 3rd ed. Moscow, Lennand, 2024, 240 p. (In Russ.)

15. Sklar J. R. Interference Mitigation Approaches for the Global Positioning System. Available at: https://archive.ll.mit.edu/publications/journal/pdf/vol14_no2/14_2interferencemitigation.pdf (accessed 29.03.25).

16. Kappen G., Haettich C., Meurer M. Towards a Robust Multi-Antenna Mass Market GNSS Receiver. *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp.*, Myrtle Beach, USA, 23–26 Apr. 2012. *IEEE*, 2012, pp. 291–300. doi: 10.1109/PLANS.2012.6236894

17. Magiera J. A Multi-Antenna Scheme for Early Detection. *Sensors*. 2019, vol. 19, iss. 10, art. no. 2411. doi: 10.3390/s19102411

18. Carvalho A. P. S. D., Antreich F. Pre-Correlation GNSS Spoofing Mitigation. XXV Simp. De Aplicações Operacionais Em Áreas De Defesa (SIGE 2023), São José dos Campos, Brazil, 26–28 Sept. 2023. *IEEE*, 2023, pp. 1–6.

19. Sadler D. J. Accuracy of Adcock Watson-Watt DF in the Presence of Channel Errors. *Sensor Signal Processing for Defence Conf. (SSPD)*, Brighton, UK, 09–10 May 2019. *IEEE*, 2019, pp. 1–5. doi: 10.1109/SSPD.2019.8751643

20. Liu L., Yu T. An Analysis Method for Solving Ambiguity in Direction Finding with Phase Interferometers. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2021, vol. 40, pp. 1420–1437. doi: 10.1007/s00034-020-01536-1

21. Sengul H., Gürel A. E., Orduyilmaz A. Passive Direction Finding Using Correlative Interferometer. 29th Signal Processing and Communications Applications Conf. (SIU), Istanbul, Turkey, 09–11 June 2021. *IEEE*, 2021. doi: 10.1109/SIU53274.2021.9477965

22. Alsaleem N. A., Moskalets M., Teplitskaya S. The analysis of Methods for Determining Direction of Arrival of Signals in Problems of Space-Time Access. *Eastern-European J. of Enterprise Technologies*. 2016, vol. 4, no. 9 (82), pp. 36–44. doi: 10.15587/1729-4061.2016.75716

23. Kostromitsky S. M., Davydenko I. N., Dyatko A. A. Methods of Angular Super-Resolution Using Adaptive Antenna Arrays. *Basis*. 2021, no. 1 (9), pp. 39–46. (In Russ.) doi: 10.51962/2587-8042_2021_9_39

24. Zhao Y., Shen F., Xu G., Wang G. A Spatial-Temporal Approach Based on Antenna Array for GNSS Anti-Spoofing. *Sensors*. 2021, vol. 21, iss. 3, p. 929. doi: 10.3390/s21030929

25. Al-Azzo M. F., Al-Sabaawi K. I. Comparison between Classical and Modern Methods of Direction of Arrival (DOA) Estimation. *Int. J. of Advances in Engineering & Technology*. 2014, vol. 7, iss. 3, pp. 1082–1090.

26. Gunjan T., Chaitanya G. Study of Various Algorithms for Direction of Arrival Estimation in Smart Antenna. *Int. J. of Scientific & Engineering Research*. 2014, vol. 5, iss. 3, pp. 440–443.

27. Lavate T. B., Kokate V. K., Sapkal A. M. Performance Analysis of MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithms for Adaptive Array Smart Antenna in Mobile Communication. 2nd Int. Conf. on Computer and Network Technology, Bangkok, Thailand, 23–25 Apr. 2010. *IEEE*, 2010, pp. 308–311. doi: 10.1109/ICCNT.2010.45

28. Liu J. Research on Time of Arrival Estimation Algorithm Based on ESPRIT. *Int. J. of Computer Science and Information Technology*. 2024, vol. 3, no. 3, pp. 192–198. doi: 10.62051/ijcsit.v3n3.19

29. Fante R. L., Vaccaro J. J. Wideband Cancellation of Interference in a GPS Receive Array. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2000, vol. 36, no. 2, pp. 549–564. doi: 10.1109/7.845241

30. Konovaltsev A., De Lorenzo D. S., Hornbostel A., Enge P. Mitigation of Continuous and Pulsed Radio Interference with GNSS Antenna Arrays. *ION GNSS 21st Int. Technical Meeting of the Satellite Division*, Savannah, GA, 16–19 Sept. 2008. Savannah International Convention Center, 2008, pp. 2786–2795.

31. Carrie G., Vincent F., Deloues T., Pietin D., Renard A., Letestu F. Optimal STAP Algorithms to GNSS Receivers. *Proc. of the European Navigation Conf.*, Manchester UK, 2006. Manchester Intern. Convention Centre, 2006, pp. 1–14.

32. Kolomensky K. Yu. Interference Detection for GNSS Receivers. Part I. *Ehlektrsvyaz'*. 2024, no. 10, pp. 44–51. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2024.59.10.007

33. Kolomensky K. Yu. Interference Detection for GNSS Receivers. Part II. *Ehlektrsvyaz'*. 2024, no. 11, pp. 39–48. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2024.60.11.006

34. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP Specifications for 5G Networks. Part I. *Ehlektrsvyaz'*. 2023, no. 6, pp. 14–19. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002

35. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP Specifications for 5G Networks. Part II. *Ehlektrsvyaz'*. 2023, no. 7, pp. 13–19. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002

36. Pastukh A. S., Kalugina D. I., Devyatkin E. E., Ivankovich M. V. Challenges of Using L- and S-bands for the Direct-to-Cellular Hybrid Satellite 5GA/6G Systems. *Ehlektrosvyaz'*. 2023, no. 7, pp. 2–12. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.001
37. Liu R., Yan Z., Chen Q., Liao G., Zhu Q. Localization of GNSS Spoofing Interference Source Based on a Moving Antenna. *Remote Sensing*. 2023, vol. 15, iss. 23, art. no. 5497. doi: 10.3390/rs15235497
38. Nielsen J., Broumandan A., Lachapelle G. Spoofing Detection and Mitigation with a Moving Handheld Receiver. Available at: <http://gpsworld.com/gnss-systemreceiver-designspoofing-detection-and-mitigation-10456/> (accessed 31.03.25).
39. Bin Q., Ziwen C., Yong X., Liang H., Sheng S. GPS Spoofing-Based Time Synchronization Attack in Advanced Metering Infrastructure and Its Protection. *The J. of Engineering*. 2020, vol. 2020, iss. 9, pp. 809–815. doi: 10.1049/joe.2020.0022
40. Mohanty A., Gao G. A Survey of Machine Learning Techniques for Improving Global Navigation Satellite Systems. *EURASIP J. on Advances in Signal Processing*. 2024, art. no. 73, pp. 1–40. doi: 10.1186/s13634-024-01167-7
41. Mehr I. E., Dervis F. A Deep Neural Network Approach for Classification of GNSS Interference and Jamming. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2024, vol. 61, no. 2, pp. 1660–1676. doi: 10.1109/taes.2024.3462662
42. Marchand G., Toumi A., Seco-Granados G., Lopez-Salcedo J. A. Machine Learning Assessment of Anti-Spoofing Techniques for GNSS Receivers. *Work-in-Progress in Hardware and Software for Location Computation*, Castellon, Spain, 6–8 Jun 2023. HAL Open Science, 2023, pp. 1–14.
43. Bai L., Sun C., Dempster A.G., Zhao H., Feng W. GNSS Spoofing Detection and Mitigation with a Single 5G Base Station Aiding. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2024, vol. 60, iss. 4, pp. 4601–4620. doi: 10.1109/TAES.2024.3382074
44. Zhang Y. D., Amin M. G., Wang B. Mitigation of Sparsely Sampled Nonstationary Jammers for Multi-Antenna GNSS Receivers. *IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc. (ICASSP)*, Shanghai, China, 20–25 March 2016. IEEE, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICASSP.2016.7472942

Information about the author

Konstantin Yu. Kolomensky, Cand. Sci. (Eng.) (1986), Deputy Director on Science of the M. I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication, St Petersburg Branch. The author more than 30 scientific publications. Area of expertise: 5G/5GA and 6G hybrid terrestrial-satellite mobile communication networks; global navigation satellite systems; satellite and terrestrial radio communication and radio monitoring systems; advanced digital technologies. Address: The M. I. Krivosheev National Research Centre for Telecommunication, St Petersburg Branch, 4A, Bolshoy Smolensky Ave., Saint Petersburg 192029, Russia
E-mail: kkolomenskii@stc-spb.ru
<https://orcid.org/0009-0002-4468-4857>

Комбинированная индексная модуляция с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема

П. В. Апалина[✉], А. Б. Сергиенко

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[✉]vpapalina@etu.ru

Аннотация

Введение. Современные системы связи должны как можно более эффективно использовать выделяемую им полосу частот. Для этого необходимо повышать спектральную эффективность систем. Одним из простых способов ее увеличения является введение индексной модуляции, которая предполагает передачу дополнительной информации за счет выбора одной из возможных комбинаций взаимного расположения активных и неактивных физических ресурсов. Однако наличие неактивных ресурсов не позволяет достичь максимально возможной спектральной эффективности, что делает актуальной задачу разработки более сложных комбинированных схем модуляции.

Цель работы. Разработать схему комбинированной индексной модуляции, обладающую повышенной спектральной эффективностью, и приемник, имеющий приемлемую вычислительную сложность; получить аналитические выражения, позволяющие оценить помехоустойчивость данной схемы модуляции.

Материалы и методы. Приведенные результаты получены с помощью компьютерного моделирования в среде MATLAB.

Результаты. Предложена схема комбинированной индексной модуляции, в которой все физические ресурсы являются активными, но обладают разной мощностью. При этом высокоуровневые и низкоуровневые ресурсы используются для передачи двух отдельных сигналов. Для дополнительного повышения спектральной эффективности между обозначенными частями итогового сигнала вводится дифференциальная фазовая манипуляция. Разработан приемник, обрабатывающий отдельно каждую компоненту сигнала, что позволяет без существенного увеличения вычислительных затрат значительно расширить ансамбль сигналов и тем самым повысить спектральную эффективность. Получены формулы для вероятности ошибки, результаты применения которых хорошо согласуются с результатами компьютерного моделирования.

Заключение. Разработанный метод позволяет формировать ансамбли сигналов большого объема на основе имеющихся кодовых книг, обладающих недостаточной спектральной эффективностью. Достоинство такого способа повышения спектральной эффективности – возможность реализации упрощенного приема, при котором общее число арифметических операций определяется не произведением, а суммой вычислительных затрат на обработку отдельных компонент сигнала. В дальнейшем предложенный подход можно расширить и рассмотреть комбинацию сигналов с паттернами индексной модуляции, имеющими больше двух уровней.

Ключевые слова: индексная модуляция, некогерентный прием, дифференциальная фазовая манипуляция, АБГШ-канал, энергетический приемник

Для цитирования: Апалина П. В., Сергиенко А. Б. Комбинированная индексная модуляция с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 24–44.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-24-44

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.06.2025; принята к публикации после рецензирования 17.10.2025; опубликована онлайн 29.12.2025



Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception

Polina V. Apalina[✉], Alexander B. Sergienko

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉]pvapalina@etu.ru

Abstract

Introduction. Modern communication systems are supposed to use the allocated frequency band as efficiently as possible. This can be achieved by improving the spectral efficiency of such systems. One simple approach consists in introducing index modulation, which involves transmitting additional information by selecting one of possible combinations of the mutual arrangement of active and inactive resources. However, the presence of inactive resources hinder the achievement of maximal spectral efficiency, which makes it important to develop more sophisticated modulation schemes.

Aim. To develop a combined index modulation scheme with increased spectral efficiency and a receiver with acceptable computational complexity, as well as to obtain analytical expressions to estimate the noise immunity of this modulation scheme.

Materials and methods. Computer simulation in the MATLAB environment.

Results. A scheme of combined index modulation is proposed, in which all physical resources are active but have different power. In this case, high-level and low-level resources are used to transmit two separate signals. To further enhance the spectral efficiency, differential phase shift keying is introduced between the mentioned parts of the final signal. A receiver that processes each signal component separately, enabling significant expansion of the signal constellation and consequent improvement in spectral efficiency without substantial computational overhead is developed. Formulas for the error probability are obtained, the results of which are in good agreement with the simulation outcomes.

Conclusion. The developed method allows large-volume signal ensembles to be formed based on existing codebooks with insufficient spectral efficiency. The advantage of this approach to increasing spectral efficiency consists in the possibility of implementing a simplified reception method, in which the total number of arithmetic operations is determined by the sum, rather than by the product, of computational costs for processing individual signal components. Future research should extend the proposed approach by considering a combination of signals with index modulation patterns that have more than two levels.

Keywords: index modulation, noncoherent reception, differential phase shift keying, AWGN channel, energy-based receiver

For citation: Apalina P. V., Sergienko A. B. Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 24–44.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-24-44

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 30.06.2025; accepted 17.10.2025; published online 29.12.2025

Введение. В последнее время наблюдается стремительный рост числа технологий связи: расширение интернета вещей (Internet of Things – IoT) до интернета чувств (Internet of Senses – IoS); появление голографической связи; создание цифровых двойников и многое др. Все это требует не только расширения доступного спектра, но и повышения спектральной эффективности (Spectral Efficiency – SE) систем из-за "сложности поиска чистого спектра и поставленной цели эффективного использования

ограниченных ресурсов спектра" ("Spectrum sharing and coexistence capabilities are becoming more important than ever due to the difficulty of finding a clean spectrum and the determined goal of efficiently using scarce spectrum resources") [1]. Одним из простых и надежных методов цифровой связи, позволяющих повысить спектральную эффективность системы, является индексная модуляция (Index Modulation – IM) [2]. При использовании индексной модуляции дополнительная информация передается за

Комбинированная индексная модуляция

с повышенной спектральной эффективностью для некогерентного приема

Combined Index Modulation with Increased Spectral Efficiency for Noncoherent Reception

счет частичной активации доступных физических ресурсов, в качестве которых могут выступать поднесущие, антенны или временные интервалы. Конкретная конфигурация активных элементов называется ИМ-паттерном. Например, если паттерн состоит из 4 элементов, 2 из которых активны, то возможны следующие комбинации: $\{1\ 1\ 0\ 0\}$, $\{1\ 0\ 1\ 0\}$, $\{1\ 0\ 0\ 1\}$, $\{0\ 1\ 1\ 0\}$, $\{0\ 1\ 0\ 1\}$ и $\{0\ 0\ 1\ 1\}$. При этом для передачи двух бит данных используются только 4 из этих 6 комбинаций.

ИМ может применяться как в чистом виде, так и в сочетании с линейной или нелинейной модуляцией. Например, в [3] рассматривается использование ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) совместно с индексной модуляцией. При этом активные поднесущие используются для передачи символов, требующих когерентного приема. Однако это приводит к необходимости оценки канала связи, что усложняет реализацию приемника, а также снижает SE из-за вынужденной передачи пилот-символов. Поэтому в некоторых более поздних работах рассматривается лишенный упомянутых недостатков некогерентный прием.

В [4–7] данные передаются исключительно с использованием ИМ, поэтому некогерентный прием реализуется просто. Для повышения спектральной эффективности паттерны имеют разный вес (т. е. содержат разное число активных элементов). В [4] технология индексной модуляции применяется в неортогональных системах множественного доступа без запроса на выделение ресурсов: каждый пользователь передает сумму определенного количества выделенных ему последовательностей, а информация закладывается только в выбор этих активных последовательностей. В [5] ИМ рассматривается с точки зрения теории кодирования: ИМ-паттерн интерпретируется как двоичное кодовое слово, а их совокупность – как двоичный блочный код. Показано, что такая схема эффективна в канале с рэлеевскими замираниями и обеспечивает разнесение, порядок которого зависит от корректирующей способности кода активации.

В [8–11] ИМ определяет активные ресурсы, используемые для передачи дополнительных

данных. В [8] информация ИМ заключена в индексе единственной активной в каждый момент времени передающей антенны в системе со множеством входов и множеством выходов. При этом активная антенна передает символ из созвездия с постоянным модулем (такого, например, как созвездие фазовой манипуляции, Phase-Shift Keying – PSK). Для обеспечения некогерентного приема используется дифференциальная пространственная модуляция. В [9] предложена дифференциальная индексная модуляция поднесущих. Все поднесущие, выделенные системе, разделены на блоки. В соответствии с ИМ-паттернами в каждом блоке в каждый момент времени используется одна активная поднесущая для передачи символа из созвездия PSK. Сигнал в каждом блоке зависит от текущего и предыдущего модуляционных символов, что позволяет реализовать некогерентный прием. Основным недостатком систем в [8] и [9] – низкая скорость передачи и, следовательно, низкая спектральная эффективность. Для улучшения этого показателя матрицу дифференциального отображения делают прямоугольной, что позволяет уменьшить количество используемых временных интервалов ([10] и [11]).

В то время как в [3–11] используется стандартная ИМ, в которой паттерн состоит из активных и неактивных элементов, в [12] предлагается индексная модуляция с распределением мощности (Power Distribution Index Modulation – PIM). В этом методе все элементы активны, но работают на двух уровнях мощности. PIM сочетается с OFDM, причем каждый символ данных передается дважды – на поднесущих высокой и низкой мощности, что обеспечивает порядок разнесения, равный 2. В [13] и [14] также все ресурсы активны, но используются для передачи символов из разных созвездий, что позволяет детектировать ИМ-паттерн и организовать когерентный прием модуляционных символов.

В данной статье описывается разновидность ИМ, подходящая для некогерентного приема и обладающая повышенной спектральной эффективностью. Основная идея заключается в сочетании "классической" и двухуровневой ИМ с различными кодовыми книгами. Детектирование производится с помощью упрощенного прием-

ника, в котором разные составляющие сигнала принимаются отдельно. Результаты моделирования демонстрируют хорошее соответствие с теоретически полученными аддитивной и асимптотической границами вероятности ошибки.

"Классическая" ИМ. Модель сигнала. Передаваемый сигнал представляет собой комбинацию ИМ-паттерна длины N и сигнала из n комплексных отсчетов $\{x_i\}$ из кодовой книги, размещенного на активных ресурсах ($n < N$, рис. 1). Следовательно, результирующий сигнал является разреженным: только n из N отсчетов отличны от нуля. Таким образом, используя только индексную модуляцию, можно передавать γ битов

$$\gamma = \left\lfloor \log_2 C_N^n \right\rfloor,$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – округление вниз до целого числа; C_N^n – биномиальный коэффициент. Всего возможно $P=2^\gamma$ ИМ-паттернов.

К n ненулевым отсчетам применяется кодовая книга X , состоящая из $M=2^k$ сигналов, каждый из которых содержит k битов. Кодовую книгу X можно представить в виде матрицы $n \times M$, столбцы которой являются сигналами. В описываемой работе использовались кодовые книги, оптимизированные ранее с помощью нейросети с целью минимизации вероятности блочной ошибки в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [15]. Отсчеты сигналов в них имеют единичную амплитуду, так что средняя мощность отсчетов сигнала равна единице:

$$|x_i| = 1 \forall i, \text{ так что } \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i|^2 = 1.$$

Так как результирующий сигнал содержит $\Lambda = k + \gamma$ битов, то спектральная эффектив-

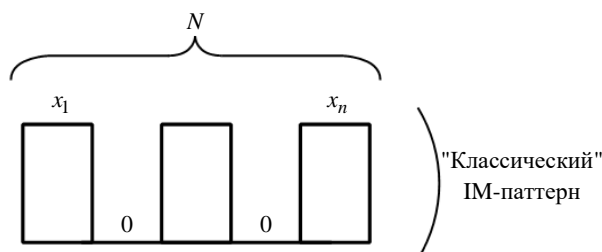


Рис. 1. Сигнал в случае "классической" ИМ

Fig. 1. Signal in the case of "classical" IM

ность такой передачи (в битах на отсчет)

$$SE = \frac{\gamma + k}{N}.$$

В описываемой работе рассматривается некогерентная передача по каналу с АБГШ и случайным фазовым сдвигом φ .

Полученный сигнал представляет собой вектор-столбец

$$\mathbf{y} = e^{j\varphi} h \Omega \mathbf{x} + \mathbf{w},$$

где φ – случайный фазовый сдвиг с равномерным распределением плотности вероятности в диапазоне $0 \dots 2\pi$ рад; h – коэффициент передачи канала (без потери общности принимается равным 1); Ω – матрица $N \times n$, описывающая размещение вектора отсчетов сигнала \mathbf{x} на активных ресурсах, где соответствующие элементы равны 1, а остальные – нулевые; \mathbf{w} – вектор-столбец некоррелированных комплексных отсчетов гауссовского шума со средней мощностью P_n .

Отношение сигнал/шум (ОСШ) на бит вычисляется следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{n}{\gamma + k} \frac{|h|^2}{P_n}, \quad (1)$$

где E_b – энергия бита; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) белого шума.

Алгоритмы некогерентного приема. Рассмотрим два возможных метода приема описанного сигнала:

1. *Оптимальный приемник.* Так как все возможные сигналы имеют одинаковую энергию, оптимальный (по критерию максимального правдоподобия (МП)) метод приема может быть реализован в виде некогерентного коррелятора:

$$(\hat{m}, \hat{p}) = \arg \max_{m,p} \left| \mathbf{y}^H \Omega_p \mathbf{x}_m \right|,$$

где \hat{m} – МП-оценка переданного сообщения; \mathbf{y} – вектор-столбец $N \times 1$ принятых отсчетов; $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение; Ω_p – матрица $N \times n$, описывающая выбор возможных ИМ-паттернов ($1 \leq p \leq P$); \mathbf{x}_m – вектор-столбец

Табл. 1. Вычислительные затраты оптимального приемника

Tab. 1. Computing costs of the optimal receiver

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление одной корреляции	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди PM чисел	0	$PM - 1$
Суммарные затраты	$PM(4n + 2)$	$nPM - 1$

Табл. 2. Вычислительные затраты упрощенного приемника

Tab. 2. Computing costs of the simplified receiver

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление энергий отсчетов	$2N$	N
Вычисление энергии одного ИМ-паттерна	0	$n - 1$
Нахождение максимума среди P чисел	0	$P - 1$
Итого: идентификация ИМ-паттерна	$2N$	$N + Pn - 1$
Вычисление одной корреляции	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди M чисел	0	$M - 1$
Итого: идентификация сигнала из кодовой книги	$M(4n + 2)$	$4nM - 1$
Суммарные затраты	$M(4n + 2) + 2N$	$4nM + N + Pn - 2$

$n \times 1$ сигнальных отсчетов, связанных с m -м сигналом кодовой книги ($1 \leq m \leq M$).

Всего необходимо вычислить PM корреляций длиной n отсчетов. Количество требуемых вещественных операций для оптимального приемника представлено в табл. 1. Этот метод обеспечивает минимальную вероятность ошибки, но с увеличением P и M вычислительные затраты быстро растут.

2. Упрощенный приемник. Для снижения вычислительной сложности приема предлагается детектировать ИМ-паттерн и сигнал из кодовой книги не совместно, а по очереди. Сначала определяется используемый ИМ-паттерн, т. е. выбирается такой вариант матрицы Ω_p , который захватывает максимальную энергию. Понятно, что при таком способе приема равномерное распределение энер-

гии по активным ресурсам (т. е. применение кодовых книг, отсчеты сигналов в которых обладают одинаковой амплитудой) является оптимальным. Затем один из M сигналов кодовой книги идентифицируется с использованием некогерентного коррелятора. В результате сложность пропорциональна $P + M$ вместо PM при оптимальном методе. Количество необходимых операций для упрощенного приемника представлено в табл. 2.

Результаты моделирования. Одной из целей описываемой работы была оценка помехоустойчивости сочетания ИМ с кодовыми книгами и определение случаев, в которых достигается минимальная вероятность блоковых ошибок (Block Error Rate – BLER). Считается, что итоговый сигнал детектирован неверно, когда паттерн или сигнал из кодовой книги определен неправильно. Для оценки эффективности

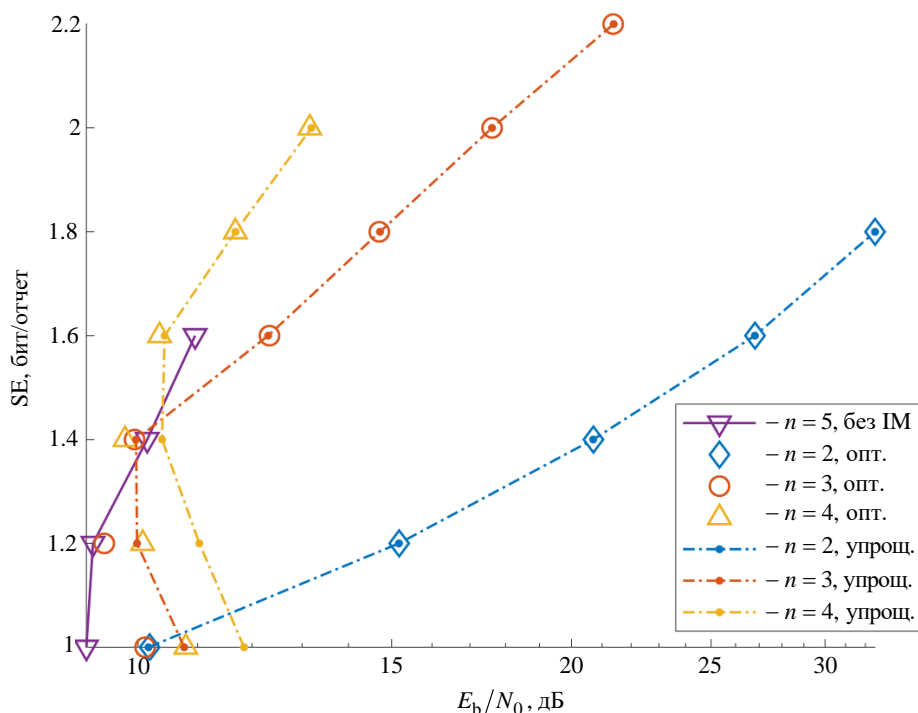


Рис. 2. Соотношение между спектральной эффективностью и ОСШ на бит, необходимым для получения $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 5$, упрощенный и оптимальный приемники

Fig. 2. SE vs. E_b/N_0 required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 5$, simplified and optimal receivers

предложенной схемы модуляции и метода приема было выполнено компьютерное моделирование передачи данных. Для каждой комбинации параметров модуляции оценивалось отношение сигнал/шум на бит (1), необходимое для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$.

На рис. 2 показаны полученные комбинации SE и E_b/N_0 для кодовых книг при $N = 5$ для двух методов приема, описанных ранее. При фиксированном ОСШ на бит увеличение k означает рост энергии сигнала, что приводит к более надежному обнаружению ИМ-паттерна упрощенным приемником. Поэтому с увеличением k кривые при одном и том же n для обоих методов приема сходятся. С ростом n увеличивается спектральная эффективность, начиная с которой методы демонстрируют одинаковые результаты. Также с ростом n оптимальный приемник позволяет получать все больший выигрыш при одной и той же SE. Это связано с тем, что при постоянной SE фиксированная энергия распределяется по большему числу отсчетов, поэтому определение паттерна по максимальной энергии становится более сложным. При $\text{SE} = 1$ выигрыш, обеспечиваемый

оптимальным приемником, составляет 0.7 дБ для $n = 3$ и 1.1 дБ для $n = 4$; при $\text{SE} = 1.2$ он равен 0.5 и 1 дБ для $n = 3$ и $n = 4$ соответственно; при $\text{SE} = 1.4$ выигрыш для $n = 4$ составляет 0.6 дБ. Также приведена референсная кривая, полученная при использовании сигналов длины $N = n = 5$ (т. е. индексная модуляция отсутствует) [15]. Видно, что одновременное увеличение n и k при наличии ИМ позволяет не только достичь референсных результатов, но и превзойти их. Это возможно, так как из-за объединения ИМ с кодовой книгой получаются двухуровневые сигналы (т. е. увеличивается число степеней свободы), которые по энергетической эффективности могут превзойти ансамбли с постоянным модулем. В табл. 3 сравнивается требуемое количество вычислительных операций при обоих способах приема для случаев, когда оптимальный приемник позволяет получить энергетический выигрыш. Видно, что упрощенный приемник требует в 3.7 ... 7.3 раз меньше вещественных умножений и в 3.5 ... 6.2 раз меньше вещественных сложений, чем оптимальный. При этом чем меньше n и выше спектральная эффективность, тем больше достигаемая экономия вычислительных затрат.

Табл. 3. Вычислительные затраты: $N = 5$, упрощенный и оптимальный приемники

Tab. 3. Computing costs: $N = 5$, simplified and optimal receivers

SE	n	γ	k	Приемник	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
1	3	3	2	опт.	448	383
				упрощ.	66	75
	4	2	3	опт.	576	511
				упрощ.	154	147
1.2	3	3	3	опт.	896	767
				упрощ.	122	123
	4	2	4	опт.	1152	1023
				упрощ.	298	275
1.4	4	2	5	опт.	2304	2047
				упрощ.	586	531

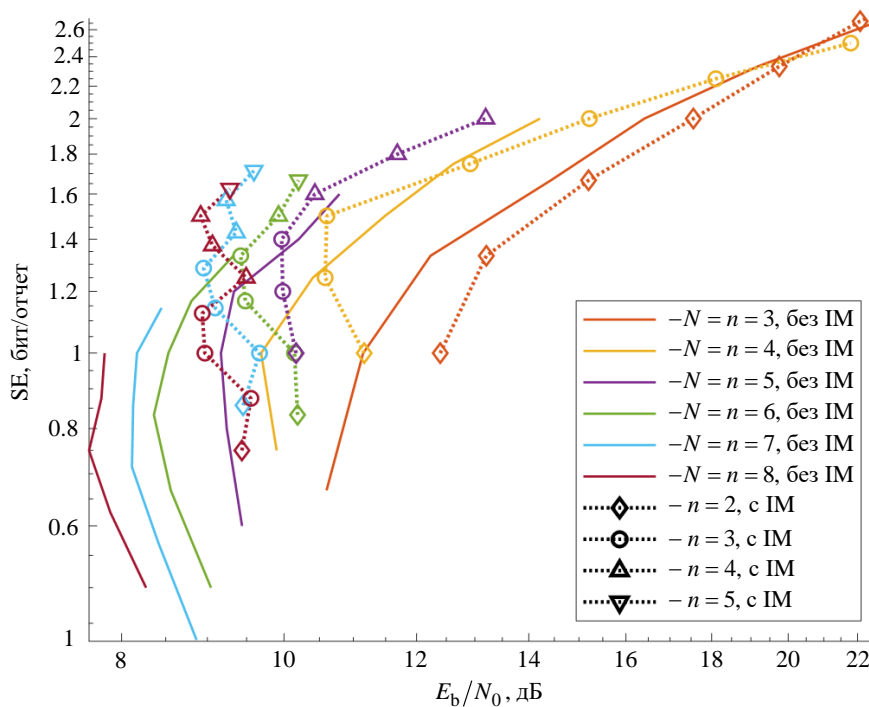


Рис. 3. Соотношение между спектральной эффективностью и ОСШ на бит, необходимым для получения $\text{BLER} = 10^{-4}$: лучшие результаты сочетания IM с кодовыми книгами для всех N

Fig. 3. SE vs. E_b/N_0 required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: the best results of combining IM with codebooks for all N

На рис. 3 показаны полученные сочетания спектральной и энергетической эффективности для кодовых книг без IM и лучшие результаты (минимальные E_b/N_0 при разных SE) для кодовых книг с IM при использовании различных значений N . При этом цвет кривых и маркеров отражает длину передаваемого сигнала (N), а тип маркера – количество ненулевых элементов в IM-паттерне (n). Для приема сигналов без добавления IM использовался оптимальный приемник, в противном случае – упрощенный. Видно, что с увеличением n энергетическая

эффективность кодовых книг с IM быстро перестает расти и колеблется в районе 9.5 дБ. Для многих комбинаций параметров результаты при наличии IM оказываются хуже, однако для $N = 3, 4$ и 5 явно наблюдаются точки, в которых обеспечивается наилучший компромисс между спектральной и энергетической эффективностью. При SE в диапазоне от 1 до 1.6 потери не превышают 2 дБ, однако использование упрощенного приемника позволяет заметно снизить вычислительную сложность. Ее значения для $N = 5$ можно оценить по табл. 4.

Табл. 4. Вычислительные затраты: $N = 5$, кодовая книга без ИМ и лучшие результаты при сочетании с ИМ

Tab. 4. Computing costs: $N = 5$, codebook without IM and better results when combined with IM

SE	n	γ	k	Приемник	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
1	5	0	5	опт.	704	639
	2	3	2	упрощ.	50	51
1.2	5	0	6	опт.	1408	1279
	3	3	3	упрощ.	122	123
1.4	5	0	7	опт.	2816	2559
	3	3	4	упрощ.	234	219
1.6	5	0	8	опт.	5632	5119
	4	2	6	упрощ.	1162	1043

Для SE = 1, 1.2 и 1.4 количество необходимых операций обоих типов уменьшается примерно в 10 раз. Для SE = 1.6 коэффициент уменьшения составляет около 5, что связано с неравномерным распределением передаваемых битов между кодовой книгой и индексной модуляцией (6 и 2 бита соответственно).

Аналитическое выражение для вероятности ошибки. Для удобства анализа предложенной системы с ИМ полезно получить аналитическое выражение зависимости вероятности блочковой ошибки от ОСШ на бит. Так как при упрощенном приеме разные компоненты итогового сигнала детектируются независимо, то теоретическая вероятность ошибки также рассчитывается отдельно для каждой составляющей, а затем полученные результаты объединяются.

1. *Ошибка определения ИМ-паттерна.* Так как паттерн состоит из N отсчетов, но только n из них ненулевые, то всего возможно

$$C_N^n = \frac{N!}{n!(N-n)!}$$
 различных паттернов, лишь

$$2^{\gamma} \leq C_N^n$$
 из которых будут использоваться.

Очевидно, число позиций, в которых паттерны отличаются друг от друга, кратно 2γ ($\gamma = 1 \dots z$), где $z = \min(n, N-n)$. Для каждого паттерна есть $C_n^{\gamma} C_{N-n}^{\gamma}$ паттернов, отличающихся от него 2γ элементами. Руководствуясь этими рассуждениями, можно записать верхнюю аддитивную границу вероятности ошибки:

$$P_{\text{ИМ ад}} \leq \sum_{\gamma=1}^z C_n^{\gamma} C_{N-n}^{\gamma} P_{\gamma}, \quad (2)$$

где P_{γ} – вероятность перепутывания паттернов, отличающихся 2γ элементами. Однако данная граница оказывается слишком завышенной, поскольку учитывает неиспользуемые паттерны. Для более точного соответствия между теоретической границей и результатами моделирования следует использовать дистанционный спектр, определяемый для актуального набора паттернов. Кроме того, получить точное аналитическое выражение для P_{γ} в замкнутой форме при $\gamma > 1$ не представляется возможным, поэтому ограничимся рассмотрением наиболее частых ошибок, при которых перепутываются ближайшие друг к другу паттерны ($\gamma = 1$). Так как паттерн состоит из нулей и единиц, а детектирование производится на основании энергий отсчетов сигнала, то вероятность перепутывания двух паттернов, отличающихся двумя элементами, будет эквивалентна вероятности ошибки при некогерентном приеме ортогональной пары сигналов. Таким образом, можно записать приближенное выражение для вероятности ошибки, которое будет справедливо при высоком ОСШ:

$$P_{\text{ИМ}} \approx C_n^1 C_{N-n}^1 P_1 = \frac{n(N-n)}{2} \exp\left(\frac{-E_{\text{ИМ}}}{2nN_0}\right) = \frac{n(N-n)}{2} \exp\left(\frac{-\Lambda E_b}{2nN_0}\right), \quad (3)$$

где $E_{\text{ИМ}}$ – энергия паттерна (так как в данном разделе каждый паттерн состоит из n единиц и $(N-n)$ нулей, то $E_{\text{ИМ}} = n$).

2. *Ошибка определения сигнала из кодовой книги.* Вероятность перепутывания двух корре-

лированных сигналов (обозначим их как g и q) равной энергии E_s при некогерентном приеме определяется следующим выражением [16]:

$$P_{gq} = Q_1(a_{gq}, b_{gq}) - \frac{1}{2} e^{-(a_{gq}^2 + b_{gq}^2)/2} I_0(a_{gq} b_{gq}), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} a_{gq} &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b E_s}{2N_0 E_{IM}} \left(1 - \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)} = \\ &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b}{2N_0} \left(1 - \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)}; \\ b_{gq} &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b E_s}{2N_0 E_{IM}} \left(1 + \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)} = \\ &= \sqrt{\frac{\Lambda E_b}{2N_0} \left(1 + \sqrt{1 - |r_{gq}|^2}\right)}; \end{aligned} \quad (5)$$

$I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка; $Q_1(a, b)$ – Q -функция Маркума:

$$Q_1(a, b) = \int_b^{\infty} x e^{-(x^2 + a^2)/2} I_0(ax) dx \quad (6)$$

(r_{gq} – коэффициент корреляции между сигналами g и q).

Аддитивная граница для вероятности ошибки определения сигнала из кодовой книги

$$P_{cb \text{ ад}} \leq \frac{1}{M} \sum_{g=1}^M \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq g}}^M P_{gq}. \quad (7)$$

Так как все составляющие итогового сигнала детектируются отдельно, то итоговую вероятность ошибки можно записать следующим образом:

$$P_{ад} \leq 1 - (1 - P_{IM})(1 - P_{cb \text{ ад}}). \quad (8)$$

Очевидно, что аддитивная граница дает завышенный результат. Поэтому можно предположить, что при высоком ОСШ перепутываются только ближайшие сигналы. Однако получить строгое выражение для асимптотической вероятности ошибки детектирования сигнала из кодовой книги нельзя, так как используемые нейросетевые ансамбли имеют сложную структуру, а именно – содержат множество пар сиг-

налов с близкими, но различающимися коэффициентами корреляции. В результате сложно определить сигналы, являющиеся "ближайшими" к рассматриваемому. Однако численные оценки показали, что можно использовать в (7) только некоторые слагаемые, для которых r_{gq} превышают некоторый порог. При этом достигается хорошее соответствие между результатами моделирования и асимптотической кривой.

На рис. 4 показаны кривые помехоустойчивости для $N = 5$ при $n = 2$ (а) и $n = 3$ (б), полученные с помощью моделирования, а также соответствующие аддитивные и асимптотические границы. Видно, что в случае $n = 2$ теоретические и практические кривые полностью совпадают уже при $\text{BLER} = 10^{-1}$, а в случае $n = 3$ – при $\text{BLER} = 10^{-2}$. Для построения асимптотических границ эмпирическим путем определялось количество слагаемых (7), участвующих в вычислениях (процент от общего числа пар сигналов указан в легенде). Видно, что по мере увеличения объема кодовой книги требуется все меньшая доля слагаемых. Таким образом, при значительном числе битов, передаваемых с помощью кодовой книги, выигрыш от использования асимптотической границы очевиден: например, если $M = 256$, то выражение (4) будет вычисляться лишь 502 раза вместо $(256^2 - 256)/2 = 32\,640$ в случае аддитивной границы. Недостатком является необходимость отдельно определять подмножество пар сигналов, участвующих в расчете асимптотической границы.

Двухуровневая ИМ. Модель сигнала. Как уже отмечалось, в случае "классической" ИМ используется комбинация паттернов и сигналов из кодовых книг с целью повышения спектральной эффективности системы связи. Однако из-за наличия неактивных элементов в ИМ-паттерне не удавалось реализовать возможный потенциал этого метода. Рассмотрим применение двухуровневых ИМ-паттернов, позволяющих использовать все выделенные ресурсы для размещения сигналов из кодовых книг. При этом итоговый сигнал представляет собой комбинацию ИМ-паттерна и двух компонентных сигналов (рис. 5), первый из которых расположен на n_1 высоко-мощных ресурсах, а второй – на $n_2 = N - n_1$ ма-

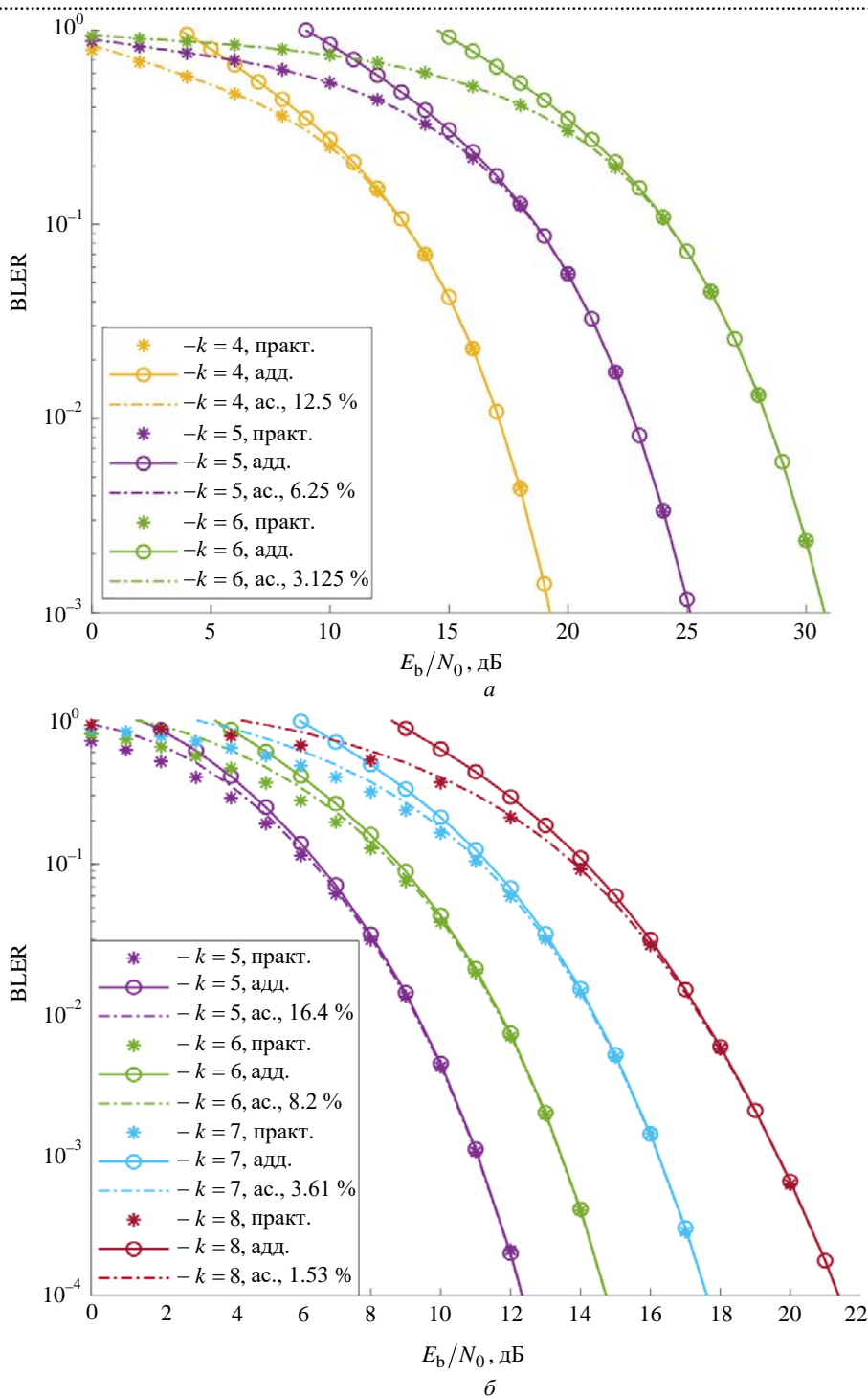


Рис. 4. Зависимость между BLER и E_b/N_0 : а – $N=5$ и $n=2$; б – $N=5$ и $n=3$

Fig. 4. BLER vs. E_b/N_0 : а – $N=5$ and $n=2$; б – $N=5$ and $n=3$

ломощных. Кроме того, для дополнительного повышения спектральной эффективности между компонентными сигналами вводится дифференциальная фазовая манипуляция (Differential Phase-Shift Keying – DPSK): отсчеты второго сигнала приобретают соответствующий фазовый сдвиг. Спектральная эффективность такой

передачи (в битах на отсчет)

$$SE = \frac{\gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha}{N},$$

где k_1 и k_2 – число битов, передаваемых с помощью первого и второго компонентных сигналов соответственно; k_α – количество битов

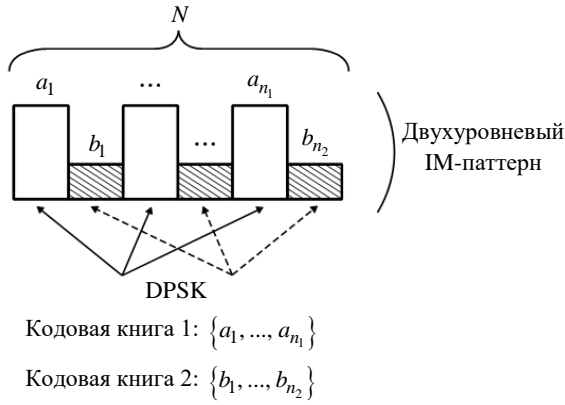


Рис. 5. Сигнал в случае двухуровневой ИМ с DPSK
 Fig. 5. Signal in case of two-level IM with DPSK

DPSK. Созвездие DPSK состоит из $D = 2^{k_\alpha}$ фазовых сдвигов.

Передаваемый сигнал представляет собой вектор-столбец $(N \times 1)$ вида

$$\mathbf{s} = B_1 \mathbf{x}_1 + e^{j\alpha_d} A B_2 \mathbf{x}_2,$$

где α – фазовый сдвиг DPSK; A – амплитуда отсчетов второго компонентного сигнала ($0 < A < 1$, амплитуда отсчетов первого компонентного сигнала предполагается равной 1); B_1 и B_2 – бинарные матрицы размерами $N \times n_1$ и $N \times n_2$ соответственно, описывающие распределение векторов отсчетов сигналов \mathbf{x}_1 (из кодовой книги X_1 объема $M_1 = 2^{k_1}$) и \mathbf{x}_2 (из кодовой книги X_2 объема $M_2 = 2^{k_2}$) по физическим ресурсам в соответствии с двумя уровнями ИМ-паттерна. Например, если длина ИМ-паттерна равна 5, отсчеты первого компонентного сигнала длины $n_1 = 2$ располагаются на элементах с номерами 1 и 4, а отсчеты второго сигнала длины $n_2 = 3$ – на элементах 2, 3, и 5 соответственно, то матрицы B_1 и B_2 имеют следующий вид:

$$B_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Средняя мощность отсчетов сигнала равна:

$$\frac{1}{N} \left(\sum_{x_i \in \mathbf{x}_1} |x_i|^2 + A^2 \sum_{x_{ii} \in \mathbf{x}_2} |x_{ii}|^2 \right) = \frac{n_1 + A^2 n_2}{N},$$

поэтому формулу (1) в данном случае можно переписать следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{n_1 + A^2 n_2}{\gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha} \frac{|h|^2}{P_n}. \quad (9)$$

После прохождения АБГШ-канала сигнал приобретает вид

$$\mathbf{y} = e^{j\varphi} h \mathbf{s} + \mathbf{w}.$$

Алгоритм некогерентного приема. Описанный сигнал также можно принять различными способами, наиболее очевидными из которых являются:

1. *Оптимальный приемник.* Так как все возможные сигналы имеют равную энергию, оптимальный метод приема можно реализовать в виде некогерентного коррелятора:

$$\begin{aligned} & (\hat{m}_1, \hat{m}_2, \hat{p}, \hat{d}) = \\ & = \arg \max_{m_1, m_2, p, d} \left| \mathbf{y}^H \left(B_{1,p} \mathbf{x}_{m_1} + e^{j\alpha_d} A B_{2,p} \mathbf{x}_{m_2} \right) \right|, \end{aligned}$$

где $(\hat{m}_1, \hat{m}_2, \hat{p}, \hat{d})$ – МП-оценка переданного сообщения; $B_{1,p}$ и $B_{2,p}$ определяют выбор возможных двухуровневых ИМ-паттернов ($1 \leq p \leq P$); α_d – добавленная DPSK ($1 \leq d \leq D$); \mathbf{x}_{m_1} – вектор-столбец ($n_1 \times 1$) отсчетов m_1 -го сигнала первой кодовой книги ($1 \leq m_1 \leq M_1$); \mathbf{x}_{m_2} – вектор-столбец ($n_2 \times 1$) отсчетов m_2 -го сигнала второй книги ($1 \leq m_2 \leq M_2$). Всего необходимо вычислить $PDM_1 M_2$ корреляций длины N отсчетов. Вычислительные затраты рассчитываются аналогично табл. 1, но с заменой PM на $PDM_1 M_2$, а n на N .

2. *Упрощенный приемник.* В случае упрощенного приема биты ИМ, биты кодовых книг и биты DPSK детектируются отдельно. Сначала в этом методе определяется используемый двухуровневый ИМ-паттерн, т. е. выбирается такой вариант комбинированной матрицы $B_{1,p} \mathbf{1}_{n_1} + A B_{2,p} \mathbf{1}_{n_2}$, который дает максимальную корреляцию с набором модулей принятых отсчетов $|\mathbf{y}|$:

$$\hat{p} = \arg \max_p \left[\left| \mathbf{y}^H \left(B_{1,p} \mathbf{1}_{n_1} + A B_{2,p} \mathbf{1}_{n_2} \right) \right| \right],$$

Табл. 5. Вычислительные затраты упрощенного приемника для двухуровневой ИМ с DPSK

Tab. 5. Computing costs of the simplified receiver for two-level IM with DPSK

Операция	Количество вещественных умножений	Количество вещественных сложений
Вычисление энергий отсчетов	$2N$	N
Вычисление энергии одного ИМ-паттерна	0	$N - 1$
Нахождение максимума среди P чисел	0	$P - 1$
Итого: идентификация ИМ-паттерна	$2N$	$N + PN - 1$
Вычисление одной корреляции длины n	$4n$	$4n - 2$
Вычисление квадрата модуля комплексного числа	2	1
Нахождение максимального среди M чисел	0	$M - 1$
Итого: идентификация сигнала из первой кодовой книги	$M_1 (4n_1 + 2)$	$4n_1 M_1 - 1$
Итого: идентификация сигнала из второй кодовой книги	$M_2 (4n_2 + 2)$	$4n_2 M_2 - 1$
Идентификация DPSK	$2D + 4$	$2D + 1$
Суммарные затраты	$M_1 (4n_1 + 2) + M_2 (4n_2 + 2) + 2N + 2D + 4$	$4n_1 M_1 + 4n_2 M_2 + N + PN + 2D - 2$

где $\mathbf{1}_n$ – вектор-столбец ($n \times 1$), заполненный единицами.

После этого с помощью двух корреляторов определяются оценки переданных сигналов \hat{m}_1 и \hat{m}_2 из кодовых книг:

$$\hat{m}_1 = \arg \max_{m_1} \left| \mathbf{y}^H B_{1,\hat{p}} \mathbf{x}_{m_1} \right|; \quad (10)$$

$$\hat{m}_2 = \arg \max_{m_2} \left| \mathbf{y}^H B_{2,\hat{p}} \mathbf{x}_{m_2} \right|. \quad (11)$$

Наконец, фазовый сдвиг α_d , введенный в передатчике, детектируется посредством вычисления разности фаз между двумя оцененными компонентными сигналами:

$$\hat{\alpha}_d = \arg \left(\mathbf{y}^H B_{2,\hat{p}} \mathbf{x}_{\hat{m}_2} \mathbf{x}_{\hat{m}_1}^H B_{1,\hat{p}}^H \mathbf{y} \right), \quad (12)$$

и затем этот угол квантуется в соответствии с размером DPSK-созвездия D (\arg в (12) означает вычисление фазы комплексного числа).

Поскольку корреляторы в (10) и (11) некогерентны и не чувствительны к начальным фазам компонентных сигналов, добавление DPSK не

влияет на надежность демодуляции кодовых книг.

В результате сложность оказывается пропорциональна $P + D + M_1 + M_2$ вместо PDM_1M_2 при оптимальном методе. Количество необходимых операций для упрощенного приемника представлено в табл. 5.

Далее будет рассматриваться только упрощенный приемник, поскольку оптимальный (МП) имеет неприемлемую вычислительную сложность для большинства комбинаций параметров сигнала.

Оптимизация уровня маломощных ресурсов. Прежде чем приступить к оценке эффективности данной схемы модуляции, требуется определить оптимальное значение амплитуды низкоуровневых отсчетов для каждой комбинации компонентных сигналов. Оптимизация проводилась с целью минимизации BLER при фиксированном ОСШ на бит, которое выбиралось таким образом, чтобы достигаемый минимум располагался в районе $\text{BLER} = 10^{-4}$. На рис. 6 показан пример зависимости BLER от A^2 при $n_1 = n_2 = 3$, $k_1 = 3$, $k_2 = 4$. Видно, что,

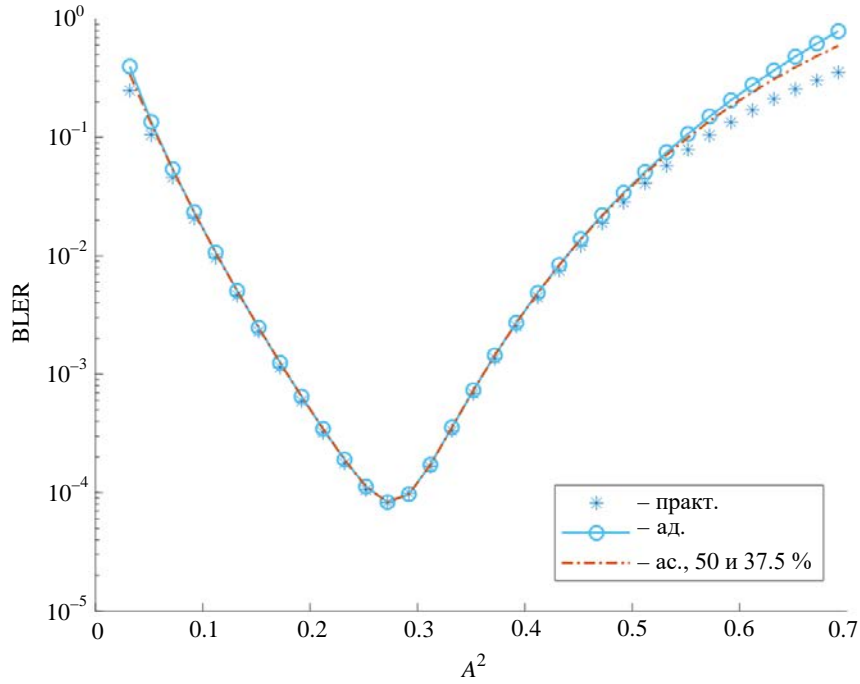


Рис. 6. Зависимость между BLER и A^2 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3, k_2 = 4$

Fig. 6. BLER vs. A^2 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3, k_2 = 4$

если A^2 слишком велико или слишком мало, BLER быстро возрастает. В первом случае это происходит из-за того, что разница между высокомоощными и маломощными отсчетами незначительна, что приводит к частым ошибкам

детектирования ИМ-паттернов. Во втором случае помехоустойчивость ухудшается из-за недостатка энергии, используемой для передачи маломощного компонентного сигнала.

На рис. 7 показаны зависимости оптималь-

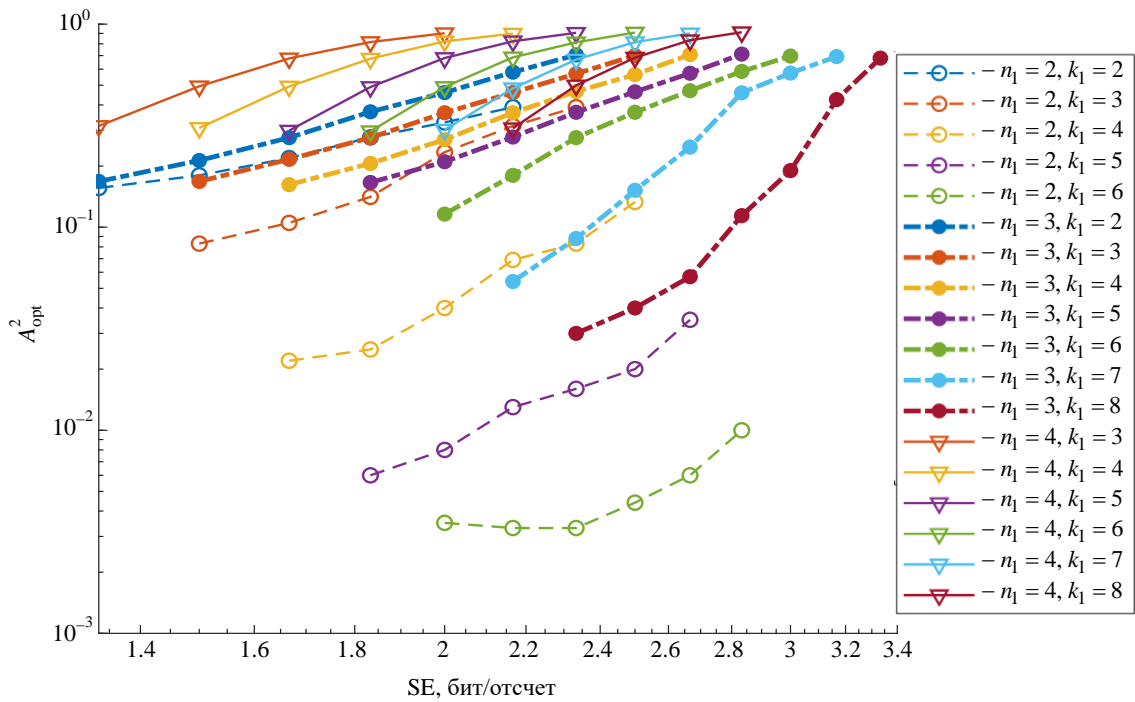


Рис. 7. Зависимость между $A^2_{\text{опт}}$ и SE: $N = 6$, без DPSK

Fig. 7. $A^2_{\text{опт}}$ vs. SE: $N = 6$, without DPSK

ной мощности отсчетов второго компонентного сигнала от SE для различных n_1 при $N = 6$. Видно, что с ростом длины первого компонентного сигнала увеличивается и минимальная оптимальная мощность отсчетов второго сигнала. Это связано с тем, что рост n_1 приводит к уменьшению n_2 ($n_2 = N - n_1$). В результате для сохранения энергии второго компонентного сигнала требуется увеличить мощность его отсчетов. Таким образом, минимальное значение A_{opt}^2 составляет 0.0033 при $n_1 = 2$, 0.03 при $n_1 = 3$ и 0.3 при $n_1 = 4$. В наихудшем случае, когда $n_2 = 2$ и при этом объем второй кодовой книги велик ($M_2 = 64$), необходимая мощность A_{opt}^2 превышает 0.9. Дальнейшее моделирование проводилось только для $n_1 = n_2 = 3$, так как в этом случае достигается более высокая SE за счет максимально возможного количества индексных битов. Так, при $n_2 = 2$ и 4 максимальная SE равна 2.83, а при $n_2 = 3$ SE равна 3.33 (рис. 7).

Соотношения между A_{opt}^2 и SE для $N = 6$ и $n_1 = n_2 = 3$ с и без DPSK показаны на рис. 8.

Видно, что с ростом M_2 увеличивается и оптимальный уровень второго компонентного сигнала. Однако A_{opt}^2 во всех случаях не превышает 0.71, что позволяет правильно определять ИМ-паттерн по разнице энергий компонентных сигналов. Также видно, что с увеличением M_1 минимальное значение A_{opt}^2 уменьшается, вероятно, из-за того, что в этом случае BLER в большей степени зависит от неправильного определения высокомоощного компонентного сигнала. По мере роста D минимальное значение A_{opt}^2 также увеличивается; в результате энергии двух компонентных сигналов выравниваются. Это необходимо для правильного определения сдвига фазы DPSK α между компонентными сигналами, но этот эффект также более выражен для малых M_1 . Видно, что, когда созвездие DPSK мало ($D = 2$ и 4), оптимальный уровень второго компонентного сигнала не меняется. Минимальные значения A_{opt}^2 для различных k_1 и D представлены в табл. 6.

Результаты моделирования. Для оценки работоспособности предлагаемой усложненной

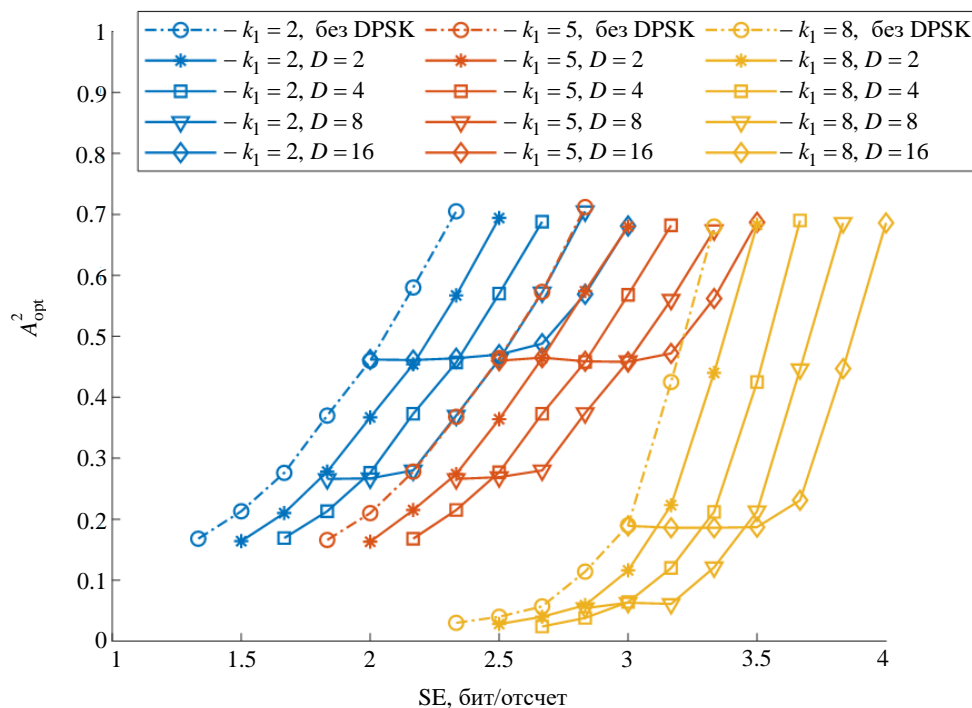


Рис. 8. Зависимость между A_{opt}^2 и SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, с и без DPSK

Fig. 8. A_{opt}^2 vs. SE: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, with and without DPSK

Табл. 6. Минимальные значения $A_{\text{opt}}^2 : N = 6, n_1 = n_2 = 3$

Tab. 6. Minimum values of $A_{\text{opt}}^2 : N = 6, n_1 = n_2 = 3$

k_1	Без DPSK	D			
		2	4	8	16
2	0.167	0.167	0.167	0.266	0.46
5	0.166	0.166	0.166	0.266	0.46
8	0.028	0.028	0.026	0.06	0.186

двухуровневой ИМ было проведено компьютерное моделирование передачи данных. Для каждой комбинации параметров модуляции оценивалось ОСШ на бит (9), необходимое для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$. На рис. 9 показаны соотношения между SE и E_b/N_0 для $n_1 = n_2 = 3$ и различных k_1 и k_2 при определенных ранее оптимальных уровнях ИМ-паттерна. Видно, что при малых k_1 и k_2 использование небольших созвездий DPSK увеличивает не только спектральную, но и энергетическую эффективность. Однако при дальнейшем повышении D энергетическая эффективность резко ухудшается. Например, при $k_1 = k_2 = 2$ (нижние точки на синих кривых) можно сделать следующие наблюдения:

– при введении DPSK с $D = 2$ SE увеличивается

с 1.33 до 1.5, а E_b/N_0 падает с 13.7 до 13.2 дБ;

– при увеличении D до 4 SE достигает 1.67, а E_b/N_0 еще больше снижается до 12.76 дБ;

– при увеличении D до 8 SE равняется 1.83, однако требуемое E_b/N_0 увеличивается до 14.58 дБ;

– наконец, использование $D = 16$ катастрофически ухудшает энергетическую эффективность, и E_b/N_0 возрастает до 18.85 дБ.

В случае $k_1 = k_2 = 8$ (крайние правые точки на желтых кривых) увеличение D от 0 (DPSK отсутствует) до 16 позволяет улучшить SE с 3.33 до 4, одновременно снизив требуемое E_b/N_0 с 22.8 до 22 дБ.

Чтобы сравнить степень повышения спектральной эффективности в случае ИМ с одной кодовой книгой (см. ранее) и ИМ с

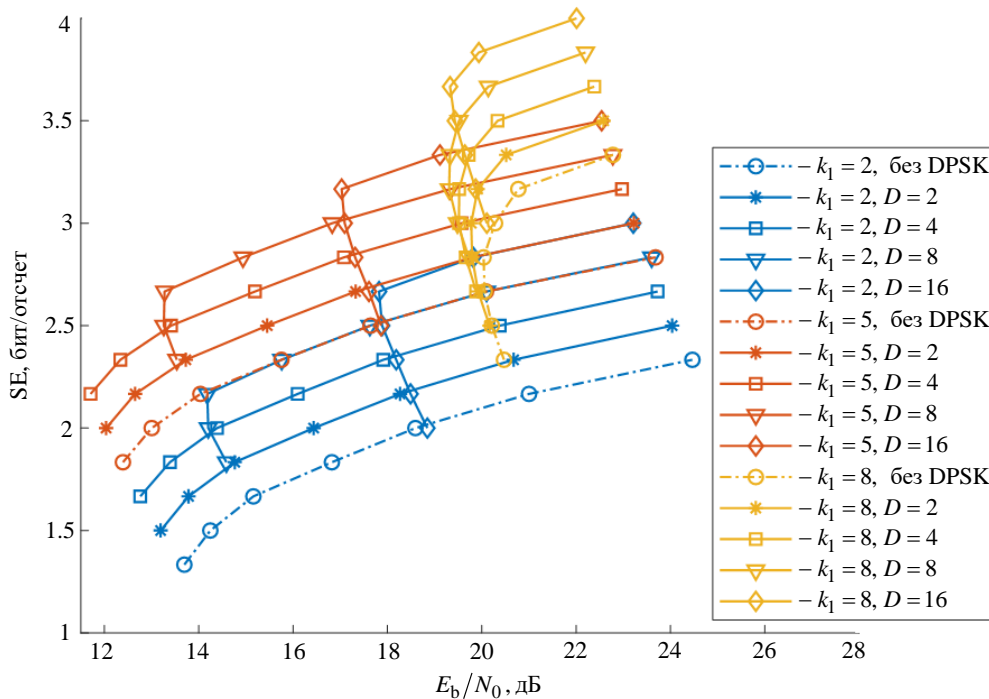


Рис. 9. Зависимость между SE и E_b/N_0 , необходимым для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, с и без DPSK

Fig. 9. SE vs. E_b/N_0 , required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6, n_1 = n_2 = 3$, with and without DPSK

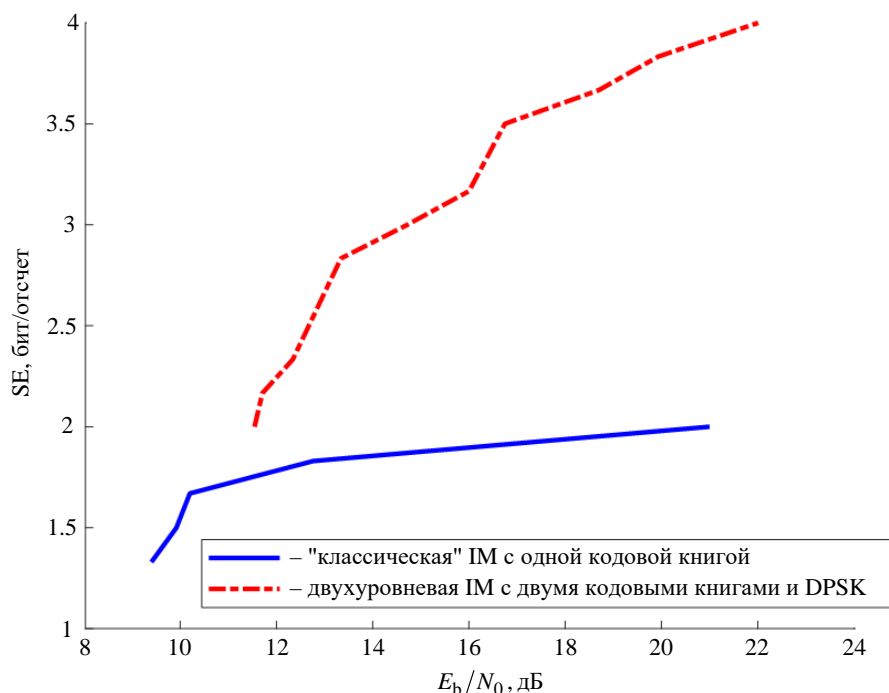


Рис. 10. Лучшие сочетания SE и E_b/N_0 , необходимого для достижения $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6$

Fig. 10. The best combinations of SE and E_b/N_0 required to obtain $\text{BLER} = 10^{-4}$: $N = 6$

двумя кодовыми книгами и добавленной DPSK между компонентными сигналами, на рис. 10 показаны лучшие значения SE, полученные при различных ОСШ на бит в обоих методах. Видно, что с ростом E_b/N_0 достигаемая SE во втором случае быстро повышается. Например, при $E_b/N_0 = 11.7$ дБ отношение спектральных эффективностей для двух методов составляет 1.23, а при $E_b/N_0 = 21$ дБ уже 1.96.

Для оценки снижения вычислительной сложности при использовании упрощенного метода приема на рис. 11 показаны зависимости количества необходимых операций (умножения плюс сложения) от SE для обоих методов при наилучших результатах в случае двухуровневой IM с DPSK (красная кривая на рис. 10). Видно, что результаты для оптимального и энергетического методов сильно различаются, причем с ростом SE расхождение быстро растет. Например, при $\text{SE} = 2.17$ количество требуемых вещественных операций различается примерно в 400 раз, а при $\text{SE} = 4$ это соотношение превышает 62 000. Это связано с тем, что при оптимальном приеме увеличение размеров используемых кодовых книг и созвездия DPSK приводит к экспоненциальному росту вычислительной сложности. В результате с ростом SE от 3 до 4 число опера-

ций в случае оптимального приемника увеличивается в 64 раза, а в случае упрощенного приемника данный коэффициент составляет лишь 5.

Интересно сравнить качество работы оптимального и упрощенного приемников. Поскольку МП-приемник имеет высокую вычислительную сложность, на рис. 12 показаны зависимости BLER от E_b/N_0 только для одного набора параметров с относительно низкой $\text{SE} = 2.17$. Видно, что при $\text{BLER} = 10^{-4}$ упрощенный приемник проигрывает оптимальному всего лишь около 0.5 дБ.

Аналитическое выражение для вероятности ошибки. Рассматривается более сложная система, поэтому расчеты оказываются более громоздкими.

1. *Ошибка определения IM-паттерна.* Подход к определению вероятности ошибки детектирования паттерна, описанный ранее, невозможно применить в данном случае, так как $A \neq 0$. При определении паттерна используются модули принятых отсчетов, плотность вероятности которых распределена по закону Рэлея–Райса. Так как паттерн не содержит нулевых элементов, то при высоком ОСШ можно считать, что модули отсчетов имеют гауссовское распределение плотности вероятности [17].

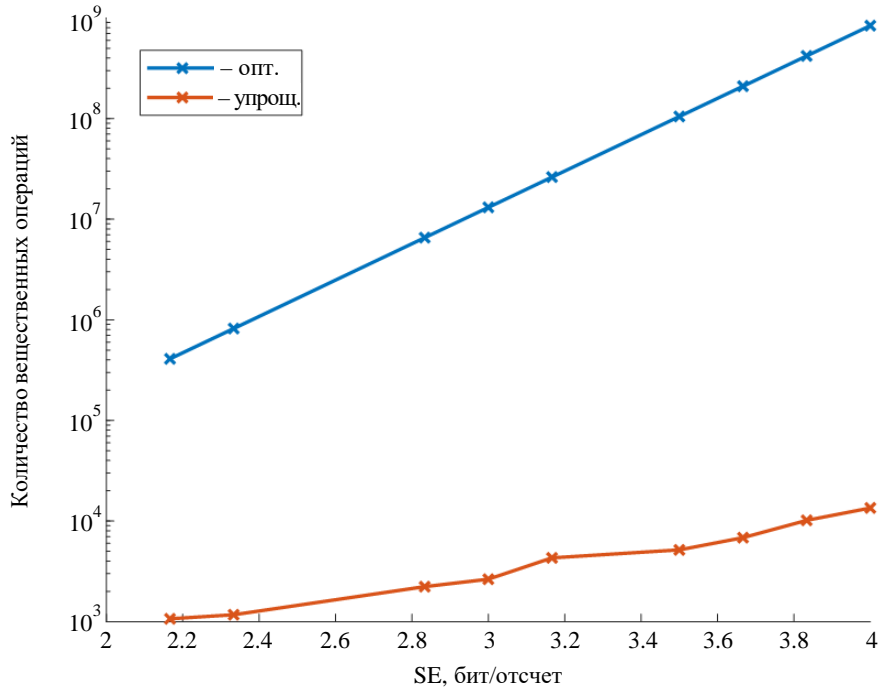


Рис. 11. Зависимость между числом требуемых вещественных операций и SE: $N = 6$, $n_1 = n_2 = 3$, лучшие результаты SE для двухуровневой ИМ с DPSK, оптимальный и упрощенный приемники

Fig. 11. Number of real required operations vs. SE: $N = 6$, $n_1 = n_2 = 3$, best SE results for two-level IM with DPSK, optimal and simplified receivers

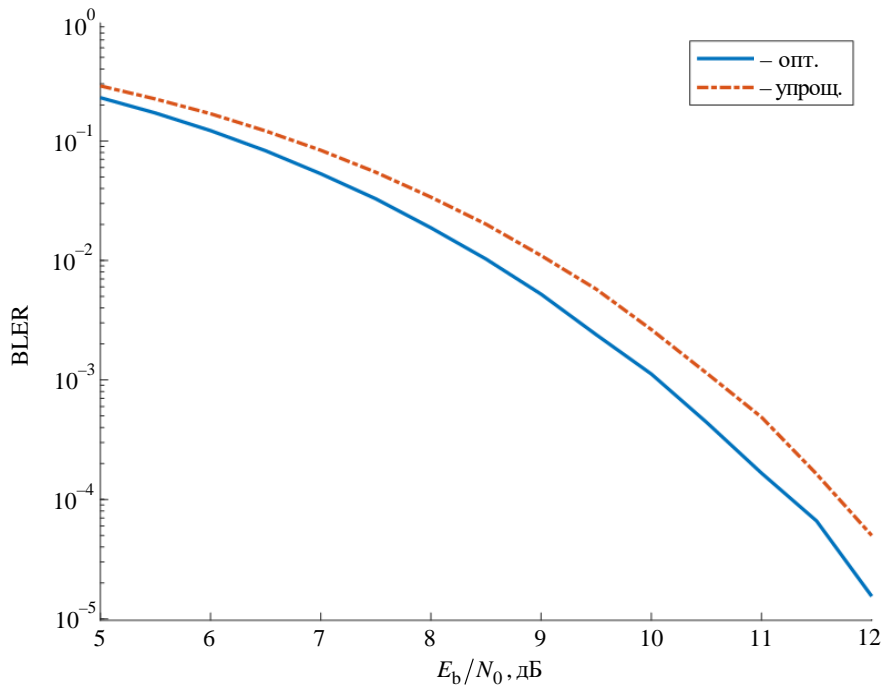


Рис. 12. Зависимость между BLER и E_b/N_0 : $N = 6$, SE = 2.167, оптимальный и упрощенный приемники

Fig. 12. BLER vs. E_b/N_0 : $N = 6$, SE = 2.167, optimal and simplified receivers

Таким образом, приемник представляет собой когерентный коррелятор, работающий с модулями отсчетов входного сигнала и амплитудами возможных паттернов. В итоге P_v в (2) можно записать следующим образом:

$$P_v \approx Q \left(\sqrt{\frac{d_v^2}{2N_0}} \right), \quad (13)$$

где d_v^2 – расстояние между паттернами, отличающимися $2v$ элементами:

$$d_v^2 = 2E_{\text{IM}}(1 - r_v). \quad (14) \quad \text{аналогии с (7):}$$

Здесь $E_{\text{IM}} = n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2$; r_v – коэффициент корреляции между паттернами, отличающимися $2v$ элементами:

$$r_v = \frac{2vA_{\text{opt}} + (n_1 - v) + A_{\text{opt}}^2 (n_2 - v)}{E_{\text{IM}}} = \frac{2vA_{\text{opt}} + (n_1 - v) + A_{\text{opt}}^2 (n_2 - v)}{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2}.$$

Подставляя (14) в (13), получаем

$$P_v = Q\left(\sqrt{\frac{E_{\text{IM}}(1 - r_v)}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b \Lambda (1 - r_v)}{N_0}}\right), \quad (15)$$

где $\Lambda = \gamma + k_1 + k_2 + k_\alpha$.

2. *Ошибка определения сигналов из кодовой книги.* Получение данного аналитического выражения принципиально не отличается от описанного ранее (см. (4)–(7)). Однако следует учесть, что энергия 1-го компонентного сигнала

$$E_{s1} = n_1, \quad (16)$$

а энергия 2-го компонентного сигнала

$$E_{s2} = A_{\text{opt}}^2 n_2. \quad (17)$$

При определении вероятности ошибки детектирования (7) 1-го компонентного сигнала в (5) необходимо подставить E_{IM} и (16), а в случае 2-го компонентного сигнала – E_{IM} и (17).

3. *Ошибка определения фазового сдвига DPSK.* Так как фазовый сдвиг DPSK добавляется между частями итогового сигнала, имеющими разную энергию, то вероятность ошибки детектирования этого сдвига определяется выражениями (4), (5), причем r_{gq} – коэффициент корреляции между двумя сигналами g и q , имеющими вид

$$s_\alpha = B_1 \mathbf{1}_{n_1} + e^{j\alpha} A B_2 \mathbf{1}_{n_2}$$

и отличающимися друг от друга только фазовым сдвигом DPSK α .

Аддитивная граница для вероятности ошибки детектирования DPSK записывается по

$$P_{\alpha \text{ ад}} \leq \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq q}}^D P_{gq}.$$

Для двухуровневой IM с DPSK (8) принимает следующий вид:

$$P_{\alpha \text{ ад}} \leq (1 - P_{\text{IM ад}})(1 - P_{\text{cb1 ад}}) \times (1 - P_{\text{cb2 ад}})(1 - P_{\alpha \text{ ад}}).$$

Все приведенные ранее рассуждения относительно асимптотической границы вероятности ошибки определения сигнала из кодовой книги остаются в силе. В случае IM-паттерна также необходимо учитывать только ближайшие паттерны, при этом P_1 в (3) переписывается в соответствии с (15). При получении асимптотической ошибки детектирования фазового сдвига DPSK необходимо учитывать, что у каждого сигнала s_α есть строго 2 ближайших соседа, повернутых относительно него на $\pm 2\pi/D$. Коэффициент корреляции между соответствующими сигналами

$$r_{gq} = \frac{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2 e^{j2\pi/D}}{E_{\text{IM}}} = \frac{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2 e^{j2\pi/D}}{n_1 + A_{\text{opt}}^2 n_2}.$$

На рис. 6 добавлены аддитивная и асимптотическая (в легенде последовательно указаны используемые при этом доли пар сигналов для первой и второй кодовых книг) границы. Видно, что по форме они повторяют экспериментальную кривую и расходятся с ней лишь при $\text{BLER} > 10^{-2}$.

Наконец, на рис. 13 представлены кривые помехоустойчивости, полученные моделированием, а также рассчитанные границы. Видно, что результаты хорошо коррелируют с представленными на рис. 4, а именно экспериментальные и теоретические кривые сходятся уже при $\text{BLER} = 10^{-2}$. Таким образом, можно сделать вывод, что полученные аналитические формулы адекватно описывают вероятность ошибки и могут использоваться при теоретической оценке помехоустойчивости рассматриваемых в данной статье схем модуляции.

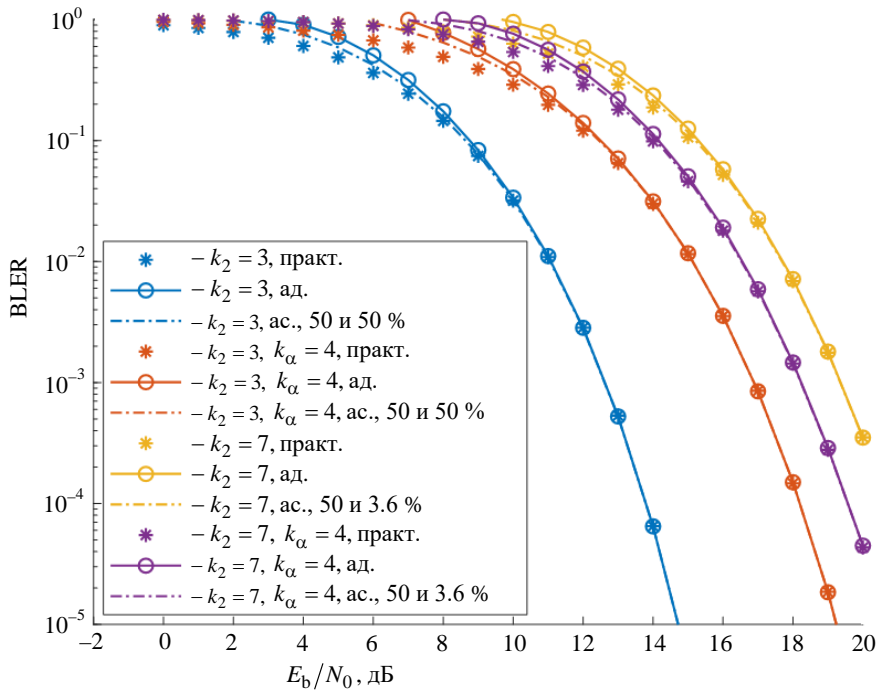


Рис. 13. Зависимость между BLER и E_b / N_0 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3$

Fig. 13. BLER vs. E_b / N_0 : $N = 6, n_1 = n_2 = 3, k_1 = 3$

Заключение. В статье были предложены и подробно проанализированы схемы модуляции на основе ИМ, позволяющие несложным образом повысить спектральную эффективность системы. В случае двухуровневой ИМ показано, что в зависимости от характеристик используемых кодовых книг необходимо определять оптимальное соотношение между уровнями мощности. Чем больше размер кодовой книги малого уровня M_2 и созвездия DPSK D , тем выше должна быть энергия второго сигнала. В то же время чрезмерное увеличение амплитуды низкого уровня A приводит к росту вероятности неправильного обнаружения ИМ-паттерна. Таким образом, выбор оптимального соотношения между двумя уровнями мощности позволяет достичь баланса между различными типами ошибок и улучшить общую помехоустойчивость системы. Компьютерное моделирование показало, что использование двухуровневой ИМ с добавленной DPSK позво-

ляет повысить максимально достижимую спектральную эффективность примерно в 2 раза (по сравнению с "классической" ИМ) без ухудшения энергетической эффективности.

Было проведено сравнение качества работы и вычислительных затрат оптимального и упрощенного методов приема. Показано, что с ростом спектральной эффективности количество необходимых операций при упрощенном подходе растет существенно медленнее, а энергетический проигрыш при этом не превышает 1 дБ. Наконец, были получены аналитические выражения, позволяющие оценивать помехоустойчивость предложенных схем модуляции в практически значимой области вероятностей ошибок ($BLER \sim 10^{-4}$) в случае использования упрощенного приемника.

В дальнейшем предложенный подход можно расширить и рассмотреть комбинацию сигналов с паттернами, имеющими больше двух уровней.

Список литературы

1. Ericsson. 6G spectrum – enabling the future mobile life beyond 2030. URL: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/6g-spectrum-enabling-the-future-mobile-life-beyond-2030/> (дата обращения: 27.05.2025).

2. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks / E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, H. Haas // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 16693–16746. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528

3. Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation / E. Başar, Ü. Aygözü, E. Panayırçı, H. V. Poor // IEEE Transactions on Signal Processing. 2013. Vol. 61, № 22. P. 5536–5549. doi: 10.1109/TSP.2013.2279771
4. Ni J., Zheng J. Index Modulation-Based Non-Coherent Transmission in Grant-Free Massive Access // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021. Vol. 70, № 1. P. 1025–1029. doi: 10.1109/TVT.2020.3045448
5. Fazeli A., Nguyen H. H. Code Design for Non-Coherent Index Modulation // IEEE Communications Let. 2020. Vol. 24, № 3. P. 477–481. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2961312
6. Fazeli A., Nguyen H. H., Hanif M. Generalized OFDM-IM with Noncoherent Detection // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020. Vol. 19, № 7. P. 4464–4479. doi: 10.1109/TWC.2020.2983700
7. Hanif M., Nguyen H. H. Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels // IEEE Communications Let. 2019. Vol. 23, № 7. P. 1153–1156. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2917085
8. Differential Spatial Modulation / Y. Bian, X. Cheng, M. Wen, L. Yang, H. V. Poor, B. Jiao // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2015. Vol. 64, № 7. P. 3262–3268. doi: 10.1109/TVT.2014.2348791
9. Althunibat S., Mesleh R., Basar E. Differential Sub-carrier Index Modulation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67, № 8. P. 7429–7436. doi: 10.1109/TVT.2018.2837691
10. Ishikawa N., Sugiura S. Rectangular Differential Spatial Modulation for Open-Loop Noncoherent Massive-MIMO Downlink // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. Vol. 16, № 3. P. 1908–1920. doi: 10.1109/TWC.2017.2657497
11. Rectangular Differential OFDM with Index Modulation / L. Xiao, P. Xiao, Y. Xiao, C. Wu, D. Mi, I. A. Hemadeh // IEEE 89th Vehicular Technology Conf. (VTC2019-Spring), Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Apr.–01 May 2019. IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/VTCSpring.2019.8746521
12. Dogukan A. T., Basar E. Orthogonal frequency division multiplexing with power distribution index modulation // Electronics Let. 2020. Vol. 56, № 21. P. 1156–1159. doi: 10.1049/el.2020.1692
13. Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM / T. Mao, Z. Wang, Q. Wang, S. Chen, L. Hanzo // IEEE Access. 2017. Vol. 5. P. 50–60. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2601648
14. Mao T., Wang Q., Wang Z. Generalized Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM // IEEE Communications Let. 2017. Vol. 21, № 4. P. 761–764. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2635634
15. Sergienko A. B., Apalina P. V. Design of Constrained Codebooks Using Autoencoder Networks // Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS), St Petersburg, 29–30 Nov. 2023. IEEE, 2023. P. 11–15. doi: 10.1109/NCS60404.2023.10397473
16. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
17. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

Информация об авторах

Апалина Полина Владимировна – магистр по направлению "Радиотехника" (2022, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирантка кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – сигнално-кодовые конструкции для некогерентного приема.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: pvpalina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Сергиенко Александр Борисович – кандидат технических наук (1995), доцент (1998), профессор кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах цифровой связи.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: absrgienko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>

References

1. Ericsson. 6G Spectrum – Enabling the Future Mobile Life Beyond 2030. Available at: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/6g-spectrum-enabling-the-future-mobile-life-beyond-2030/> (accessed 27.05.2025).
2. Basar E., Wen M., Mesleh R., Di Renzo M., Xiao Y., Haas H. Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks. IEEE Access. 2017, vol. 5, pp. 16693–16746. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528
3. Başar E., Aygözü Ü., Panayırçı E., Poor H. V. Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index

Modulation. IEEE Transactions on Signal Processing. 2013, vol. 61, no. 22, pp. 5536–5549.
doi: 10.1109/TSP.2013.2279771

4. Ni J., Zheng J. Index Modulation-Based Non-Coherent Transmission in Grant-Free Massive Access. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2021, vol. 70, no. 1, pp. 1025–1029.
doi: 10.1109/TVT.2020.3045448

5. Fazeli A., Nguyen H. H. Code Design for Non-Coherent Index Modulation. IEEE Communications Let. 2020, vol. 24, no. 3, pp. 477–481.
doi: 10.1109/LCOMM.2019.2961312

6. Fazeli A., Nguyen H. H., Hanif M. Generalized OFDM-IM with Noncoherent Detection. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2020, vol. 19, no. 7, pp. 4464–4479.
doi: 10.1109/TWC.2020.2983700

7. Hanif M., Nguyen H. H. Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels. IEEE Communications Let. 2019, vol. 23, no. 7, pp. 1153–1156.
doi: 10.1109/LCOMM.2019.2917085

8. Bian Y., Cheng X., Wen M., Yang L., Poor H. V., Jiao B. Differential Spatial Modulation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2015, vol. 64, no. 7, pp. 3262–3268.
doi: 10.1109/TVT.2014.2348791

9. Althunibat S., Mesleh R., Basar E. Differential Sub-carrier Index Modulation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018, vol. 67, no. 8, pp. 7429–7436.
doi: 10.1109/TVT.2018.2837691

10. Ishikawa N., Sugiura S. Rectangular Differential Spatial Modulation for Open-Loop Noncoherent Massive-

MIMO Downlink. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017, vol. 16, no. 3, pp. 1908–1920.
doi: 10.1109/TWC.2017.2657497

11. Xiao L., Xiao P., Xiao Y., Wu C., Mi D., Hemadeh I. A. Rectangular Differential OFDM with Index Modulation. IEEE 89th Vehicular Technology Conf. (VTC2019-Spring), Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Apr.–01 May 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6.
doi: 10.1109/VTCSpring.2019.8746521

12. Dogukan A. T., Basar E. Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Power Distribution Index Modulation. Electronics Let. 2020, vol. 56, no. 21, pp. 1156–1159.
doi: 10.1049/el.2020.1692

13. Mao T., Wang Z., Wang Q., Chen S., Hanzo L. Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM. IEEE Access. 2017, vol. 5, pp. 50–60.
doi: 10.1109/ACCESS.2016.2601648

14. Mao T., Wang Q., Wang Z. Generalized Dual-Mode Index Modulation Aided OFDM. IEEE Communications Let. 2017, vol. 21, no. 4, pp. 761–764.
doi: 10.1109/LCOMM.2016.2635634

15. Sergienko A. B., Apalina P. V. Design of Constrained Codebooks Using Autoencoder Networks. Seminar on Networks, Circuits and Systems (NCS), St Petersburg, 29–30 Nov. 2023. IEEE, 2023, pp. 11–15.
doi: 10.1109/NCS60404.2023.10397473

16. Proakis J. G. Digital Communications. 3rd ed. McGraw-Hill, 1995, 928 p.

17. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russ.)

Information about the authors

Polina V. Apalina, Master's degree in Radio Engineering (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Post-graduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: coded modulation for noncoherent reception. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: pvapalina@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-5636-8344>

Alexander B. Sergienko, Cand. Sci. (Eng.) (1995), Associate Professor (1998), Professor of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: signal processing in digital communications. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: absrgienko@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0968-9708>

Восстановление диаграммы направленности цифровой антенной решетки с дефектными элементами

А. А. Монаков[✉], Е. А. Антохин

Институт радиотехники и телекоммуникационных технологий,
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

[✉] a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Компенсация негативного влияния дефектных элементов цифровых антенных решеток на характеристики диаграммы направленности – одна из основных проблем при создании и эксплуатации подобных систем. В настоящее время предложено большое количество способов решения этой проблемы, основанных на поиске нового амплитудно-фазового распределения в исправных элементах, позволяющего сохранить прежними ширину диаграммы направленности и уровень боковых лепестков антенны. В предлагаемых способах нахождение нового амплитудно-фазового распределения осуществляется поиском в пространстве коэффициентов экстремума функции качества, которая учитывает изменение характеристик диаграммы направленности при появлении дефектных элементов. Для организации поиска используются известные методы оптимизации (метод сопряженных градиентов, метод проекций, генетические алгоритмы и проч.). Реализация данных способов основана на организации итерационных процедур. Это значительно увеличивает время нахождения необходимого решения и нагрузку на сигнальный процессор.

Цель работы. Разработка прямого алгоритма восстановления исходной диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки при появлении в ее составе дефектных элементов.

Материалы и методы. Описываемый в статье алгоритм восстановления основан на оценке пространственной частоты принятой антенной волны по сигналам в исправных элементах методом наименьших квадратов.

Результаты. Предложен простой, безытерационный алгоритм, позволяющий быстро восстановить значения диаграммы направленности цифровой антенной решетки. Методом компьютерного моделирования показано, что при отношении сигнал/шум 20 дБ в элементах антенной решетки, содержащей 16 элементов, алгоритм восстанавливает коэффициент направленного действия, ширину диаграммы направленности и уровень максимального бокового лепестка с точностью не хуже соответственно 2, 5 и 1 % от значений перечисленных параметров в отсутствие дефектных элементов.

Заключение. Предлагаемый алгоритм восстановления диаграммы направленности цифровой антенной решетки может быть использован в программном обеспечении сигнального процессора, управляющего работой антенной системы, для компенсации влияния дефектных элементов.

Ключевые слова: цифровая фазированная антенная решетка, дефектные антенные элементы, восстановление диаграммы направленности, коэффициент направленного действия, ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков

Для цитирования: Монаков А. А., Антохин Е. А. Восстановление диаграммы направленности цифровой антенной решетки с дефектными элементами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 45–55.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-45-55

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 10.06.2025; принята к публикации после рецензирования 19.10.2025; опубликована онлайн 29.12.2025



Antenna Pattern Restoration of Digital Antenna Array with Failed Elements

Andrey A. Monakov[✉], Evgeniy A. Antokhin

Institute of Radio Technique and Telecommunication Technologies,
Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

[✉] a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Compensation for the negative impact of failed elements of digital antenna arrays on the characteristics of the antenna pattern is a key problem in the creation and operation of such systems. A large number of methods have been proposed to date to solve this problem. These are based on the search for a new amplitude–phase distribution in antenna elements, which allows the beamwidth and the side lobe level to remain unchanged. In the proposed methods, a new antenna weighting vector is searched in the weight space for the extremum of a quality function that accounts for the change of the antenna pattern due to failed elements. The search is performed by one of the known optimization methods, such as conjugate gradient, projection, genetic algorithms, etc. These methods implement some iterative search procedures, which significantly increases the time required to find the necessary solution and the load on the signal processor.

Aim. To develop a direct algorithm for restoring the antenna pattern of a digital antenna array in presence of failed elements.

Materials and methods. The developed recovery algorithm is based on the estimation of the spatial frequency of the received wave using signals in antenna elements by the least squares method.

Results. A simple, non-iterative algorithm for timely restoring the antenna pattern of a digital antenna array is proposed. The conducted computer simulation showed that for the signal-to-noise ratio of 20 dB in the antenna elements, the algorithm restores the directivity, antenna beamwidth, and the first side lobe level with an accuracy of no worse than 2, 5, and 1 %, respectively, of the values of these parameters in the absence of failed elements

Conclusion. The proposed algorithm for restoring the antenna pattern of a digital antenna array can be used in software of a signal processor controlling the operation of an antenna system to compensate for the influence of failed elements.

Keywords: digital antenna array, failed antenna elements, antenna pattern restoration, directivity, beam width, side lobe level

For citation: Monakov A. A., Antokhin E. A. Antenna Pattern Restoration of Digital Antenna Array with Failed Elements. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 45–55.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-45-55

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Submitted 10.06.2025; accepted 19.10.2025; published online 29.12.2025

Введение. Проблема компенсации негативного влияния отказов элементов цифровых фазированных антенных решеток (ЦФАР) на характеристики диаграмм направленности (ДН) актуальна при разработке и эксплуатации антенн [1–3]. Пионерской работой в этой области является [4]. В этой статье впервые был предложен алгоритм компенсации влияния дефектных элементов ЦФАР посредством синтеза нового амплитудно-фазового распределения (АФР), рассчитанного на использование только исправных элементов. Для этого в работе была предложена функция потерь, учитывающая разницу между ДН ЦФАР с дефектными эле-

ментами и без них. Параметрами оптимизации являлись коэффициенты АФР исправных элементов. Поиск коэффициентов предлагалось осуществить на основе классического метода оптимизации – метода сопряженных градиентов. В дальнейшем для решения задачи были предложены другие алгоритмы поиска: генетические алгоритмы (genetic algorithm) [5, 6], алгоритм векторно-пространственных проекций (method of vector-space projections) [7], алгоритм роя частиц (particle swarm optimization) и поиска пищи бактериями (bacteria foraging optimization) [8] и др. [9–15]. Сравнительный анализ предложенных методов дан в обзорной

статье [16]. В целом предложенные методы позволяют решить задачу компенсации потери части элементов и примерного восстановления параметров ДН – ее ширины и уровня боковых лепестков. Однако все они сложны при реализации, поскольку требуют организации итерационных процедур поиска оптимального АФР.

В [17–19] предложен другой подход, который не предполагает изменения АФР антенны, но основан на восстановлении сигналов в дефектных элементах за счет их аппроксимации по сигналам в исправных элементах ЦФАР. Такой подход представляется менее сложным, поскольку не использует процедур оптимизационного поиска.

Цель работы, описываемой в данной статье, – разработка прямого алгоритма восстановления исходной ДН ЦФАР при появлении в ее составе дефектных элементов.

В статье развивается идея, предложенная в [17–19]. В этих статьях для восстановления входящих от группы источников сигналов в дефектных элементах авторы используют предположение о плоском характере фазового фронта волны точечного источника. Действительно, при падении плоской волны на раскрыв ЦФАР сигнал в m -м элементе

$$e_m(t) = \dot{\rho} e^{i\omega_0 t} \exp[-imk_w d \sin \alpha],$$

$$m = 0, \dots, M - 1,$$

где $\dot{\rho}$ – комплексная амплитуда сигнала; ω_0 – несущая частота; $k_w = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина волны); d – расстояние между соседними элементами ЦФАР; α – угол падения волны по отношению к нормали раскрыва; M – количество элементов. Следовательно, зная сигнал в m -м элементе, можно вычислить сигнал в n -м элементе

$$e_n(t) = e_m(t) \exp[-i(n-m)k_w d \sin \alpha] =$$

$$= H^{(n-m)} e_m(t),$$

если известен множитель $H = \exp[-ik_w d \sin \alpha]$.

Задача, решаемая в [16–18], отличается от поставленной в описываемой работе, поскольку восстанавливаются именно сигналы, причем входящие от группы источников. В связи с такой постановкой авторы цитируемых работ вынуждены были предположить, что угловые координаты источников в группе известны априорно.

Это предположение позволяет рассмотренным в статье способом выделить сигналы отдельных источников, используя часть раскрыва ЦФАР, которая не содержит дефектных элементов, а сигналы в дефектных элементах восстановить на основе приведенного ранее уравнения.

Решение поставленной в данной статье задачи основано, во-первых, на оценке методом наименьших квадратов пространственной частоты (ПЧ) волны, падающей на раскрыв антенны, по результатам обработки сигналов во всех исправных элементах ЦФАР и, во-вторых, на отсутствии предположения об априорном знании угловой координаты источника сигнала.

Статья организована следующим образом. Вначале рассматривается алгоритм восстановления ДН ЦФАР, отдельные элементы которой дефектные. Далее приведены результаты математического моделирования восстановления ДН. В заключение сделаны выводы по работе.

Алгоритм восстановления ДН. Пусть линейная ЦФАР содержит M элементов, пронумерованных подряд элементами множества $A = \{0, 1, \dots, M - 1\}$. Выделим исправные элементы, номера которых составляют множество $B = \{m_j \in A, j = 1, \dots, M - J\}$, где $J (J < M)$ – количество дефектных элементов, и введем M -мерный вектор

$$\mathbf{W} = \{w_m, m = 0, \dots, M - 1\} = \begin{cases} 1, & m \in B \\ 0, & m \notin B \end{cases}_{m=0}^{M-1}.$$

Таким образом, единичные элементы вектора \mathbf{W} соответствуют исправным элементам, а нулевые – дефектным. Номера дефектных элементов составят множество $C = A/B$.

Выделим в векторе \mathbf{W} группы единичных элементов, идущих подряд с шагом $s = 1, 2, \dots, M - 1$. Обозначим эти группы как $G_{sj}(a, b)$, где $j = 1, \dots, J_s$ – номер группы в подмножестве элементов G_s с одинаковым значением шага s ; J_s – количество таких групп; a, b – номера элементов в начале и конце группы. Пример выделения групп в векторе \mathbf{W} для случая $M = 16$ и $J = 7$ представлен в табл. 1. Таблица содержит множества A, B, C ,

Табл. 1. Пример распределения дефектных элементов по раскрытию ЦФАР и выделения групп исправных элементов

Tab. 1. Distribution of failed elements over the antenna array aperture and selection of groups of non-faulty elements

A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
W	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
B		1			4	5		7	8	9				13	14	15
C	0		2	3			6				10	11	12			
G_1					4	5		7	8	9				13	14	15
G_2							5	→	7							
G_3			1	→	→	4										
G_4										9	→	→	→	13		

вектор \mathbf{W} , группы, расстояние между которыми равно шагу s . Стрелкой показаны элементы, которые не входят в группы, но разделяют их начало и конец.

Составим матрицу T (табл. 2), каждая строка которой соответствует одной группе и содержит: шаг между элементами s , номер первого a и последнего b элементов группы, количество элементов в группе M_s . Функция MATLAB, реализующая группировку элементов вектора \mathbf{W} и составление матрицы T , приведена в Приложении. Входной переменной для функции является вектор \mathbf{W} .

Табл. 2. Результат составления матрицы T

Tab. 2. Construction of the T matrix

Группа	Шаг группы s	Начало группы a	Конец группы b	Кол-во эл-тов M_s
G_{11}	1	4	5	2
G_{12}	1	7	9	3
G_{13}	1	13	15	3
G_{21}	2	5	7	2
G_{31}	3	1	4	2
G_{41}	4	9	13	2

Разделение на группы необходимо для восстановления ПЧ плоской волны принятой ЦФАР. Рассмотрим группу исправных элементов $G_{sj}(a, b)$. При падении плоской волны на элементы выбранной группы комплексные амплитуды сигналов в них

$$\dot{E}_m = \dot{\rho} \exp[-ik_w(a + ms)d \sin \alpha],$$

$$m = 0, 1, \dots, M_s - 1,$$

где $\dot{\rho}$ – комплексная амплитуда волны; $k_w = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина волны); d – расстояние между соседними элементами ЦФАР; α – угол падения волны по отношению к нормали раскрытия; $M_s = (b - a)/s + 1$ – количество элементов в группе. Считая, что фаза волны в элементе с номером $m = 0$ $\varphi_0 = 0$, фазы сигналов в элементах ЦФАР

$$\varphi_m = msk_w d \sin \alpha = ms\Omega,$$

$$m = 0, 1, \dots, M_s - 1,$$

где $\Omega = k_w d \sin \alpha$ – безразмерная ПЧ сигнала. Тогда ПЧ

$$\Omega = \frac{\varphi_m - \varphi_{m-1}}{s}$$

можно оценить методом наименьших квадратов, измерив фазы сигналов в элементах групп-

пы. Для этого составим функционал

$$\begin{aligned} Q(\Omega | \varphi_m, m=1, \dots, M_s-1) &= \\ &= \sum_{m=1}^{M_s-1} [ms\Omega - \varphi_m]^2 = \\ &= s^2\Omega^2 \sum_{m=1}^{M_s-1} m^2 - 2s\Omega \sum_{m=1}^{M_s-1} m\varphi_m + \sum_{m=1}^{M_s-1} \varphi_m^2. \end{aligned}$$

Минимум функционала соответствует искомой оценке ПЧ

$$\Omega_s = \frac{6}{sM_s(M_s-1)(2M_s-1)} \sum_{m=1}^{M_s-1} m\varphi_m.$$

В силу того, что оценки фаз сигналов в элементах ЦФАР всегда принадлежат интервалу $[-\pi, \pi]$, оценки ПЧ Ω_s при размере шага $s \geq 2$ должны быть скорректированы следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_s &= \Omega_s + 2\pi n, \\ n &= \left\{ m : \min_{m \in \{-1, 0, 1\}} [|\Omega_s - \Omega_1| + 2\pi m] \right\}, \end{aligned}$$

т. е. минимально по модулю 2π отличаться от оценки ПЧ Ω_1 при шаге $s=1$.

Финальная оценка ПЧ падающей волны равна среднему значению оценок, полученных для разных значений шага s :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{N_s} \sum_s \frac{1}{J_s} \sum_{j=1}^{J_s} \hat{\Omega}_s^{(j)},$$

где N_s – количество значений шага s ; J_s – количество групп исправных элементов с одинаковым шагом s ; $\hat{\Omega}_s^{(j)}$ – оценка ПЧ в j -й группе. Оценив ПЧ $\hat{\Omega}$, можно восстановить ДН ЦФАР

$$f(\hat{\Omega}) = \sum_{m=0}^{M-1} p_m \exp[-im\hat{\Omega}],$$

где p_m ($m=0, \dots, M-1$) – коэффициенты АФР в раскрыте ЦФАР.

Результаты математического моделирования. С целью проверки предлагаемого алгоритма восстановления ДН было проведено ма-

тематическое моделирование при следующих условиях:

- количество элементов $M=16$;
- АФР – равномерное, $p_m=1/M$, $m=0, \dots, M-1$;
- количество дефектных элементов $J=0, 1, \dots, M/2-1$;
- количество статистических испытаний равно количеству перестановок $K = \binom{M}{J} =$

$$= \frac{M!}{J!(M-J)!}.$$

В ходе эксперимента оценивались математические ожидания (МО) и среднеквадратические ошибки (СКО) следующих параметров ЦФАР:

- коэффициента направленного действия (КНД) $G = \pi |f(0)|^2 / \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |f(\Omega)|^2 d\Omega$;
- ширины ДН по уровню половинной мощности $\Delta\Omega_{0,5}$;
- уровня максимального бокового лепестка ДН δf_{\max} .

На рис. 1 приведены зависимости этих параметров от количества дефектных элементов ЦФАР. Как следует из рисунка, у ЦФАР с дефектными элементами (графики I, штриховая линия) ДН является случайной. При этом наблюдается монотонное уменьшение КНД и рост ширины ДН с увеличением количества дефектных элементов. Средний уровень максимального бокового лепестка колеблется относительно значения этого показателя при отсутствии дефектных элементов. СКО всех выбранных параметров ДН увеличивается с ростом количества дефектных элементов. Рассмотренный алгоритм позволил полностью восстановить ДН. У восстановленной ДН (графики II, сплошная линия) вне зависимости от количества дефектных элементов значения КНД, ширины ДН и уровня максимального бокового лепестка сохраняются неизменными, соответствующими полностью исправной ЦФАР.

Естественно, при наличии шумов в элементах ЦФАР качество работы рассмотренного алгоритма будет зависеть от отношения сигнал/шум в каналах приема. На рис. 2 (кривые I)

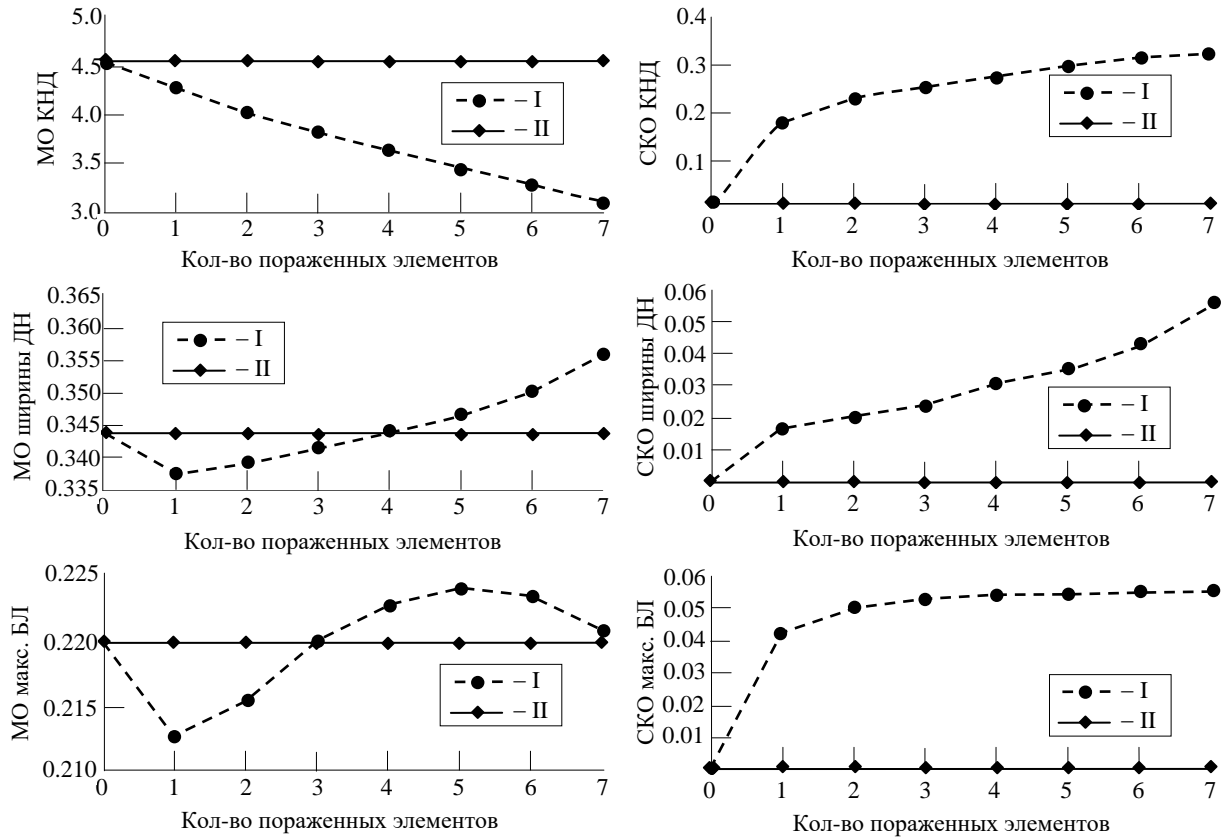


Рис. 1. Зависимости МО и СКО КНД, ширины ДН и уровня максимального бокового лепестка от количества дефектных элементов

Fig. 1. Plots of the mathematical expectations and standard deviations of antenna directivity, beamwidth and the largest side lobe level via the number of failed elements

приведены результаты моделирования, полученные при изменении отношения сигнал/шум (ОСШ) в элементах ЦФАР. Шумы в элементах полагались независимыми комплексными нормальными случайными процессами с одинаковым распределением вероятности $\mathcal{CN}(0, P_n)$, которое имеет нулевое МО и среднюю мощность (дисперсию) P_n . При моделировании количество дефектных элементов было постоянным и равным $J = 7$, а их положение на раскрыве – случайным и равномерным.

Как следует из рисунка, уже при умеренных ОСШ рассмотренный алгоритм позволяет восстановить ДН ЦФАР: смещение и СКО оценок параметров качества незначительно по сравнению с их значениями в отсутствие шумов. Так при ОСШ 12 дБ смещение и СКО оценок составляют: для КНД 0.12 и 4.3 %; для ширины ДН 2.16 и 12.6 %; для уровня максимального бокового лепестка 12.5 и 62 %. С увеличением ОСШ смещения и СКО оценок монотонно убывают. Например, при ОСШ 20 дБ смещение и СКО

оценок составляют: для КНД 0.05 и 1.75 %; для ширины ДН 2.09 и 5.2 %; для уровня максимального бокового лепестка 0.69 и 0.03 %.

Очевидно, что качество оценки ПЧ при некотором шаге зависит от размера самого шага s и количества элементов в группе M_s . Этот факт можно учесть при вычислении финальной оценки $\hat{\Omega}$ заменой приведенной ранее равновесной оценки, когда все группы вне зависимости от шага и количества элементов полагаются равноценными, на весовую оценку, в которой оценки $\hat{\Omega}_s^{(j)}$, $j = 1, \dots, J_s$ участвуют со своим весом, зависящим от размера шага и количества элементов в группе:

$$\hat{\Omega} = \sum_s w_s \sum_{j=1}^{J_s} w_{s,j} \hat{\Omega}_s^{(j)},$$

где w_s – вес, определяемый шагом s ; w_j – вес, зависящий от количества элементов $M_{s,j}$

в j -й группе $G_s^{(j)}(a, b)$. Для определения весов

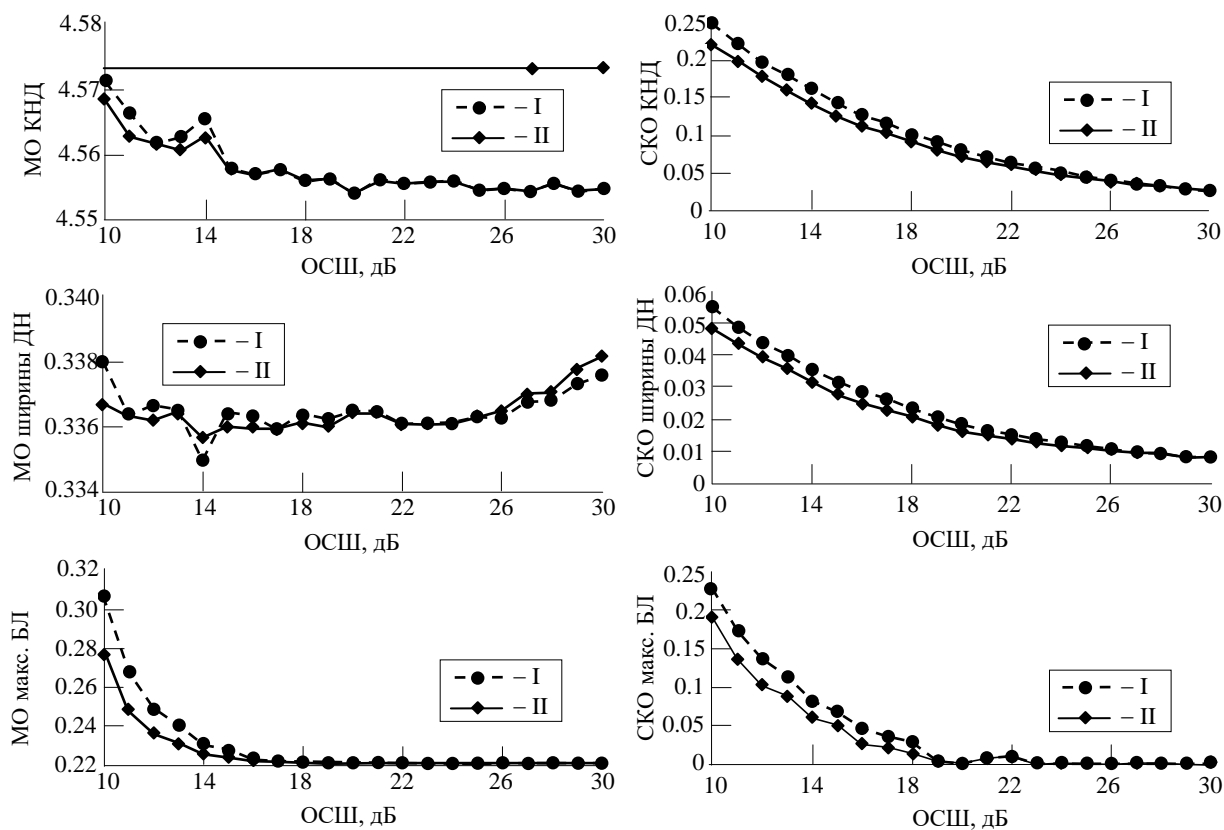


Рис. 2. Зависимости МО и СКО КНД, ширины ДН и уровня первого бокового лепестка от ОСШ

Fig. 2. Plots of the mathematical expectations and standard deviations of antenna directivity, beamwidth and the first side lobe level via the signal-to-noise ratio

необходимо найти дисперсию оценки ПЧ Ω_s . Точное решение этой задачи возможно, однако получающееся уравнение для дисперсии оказывается сложным для применения в практических задачах. Поэтому используем вместо точного значения дисперсии оценки ПЧ ее границу Крамера–Рао.

Считая, что шумы в элементах ЦФАР независимы и имеют одинаковое нормальное распределение вероятности $\mathcal{CN}(0, P_n)$, несложно показать, что граница Крамера–Рао для дисперсии оценки ПЧ $\hat{\Omega}_s$ равна:

$$\sigma_s^2 = \frac{6}{s^2 q^2 M_s (M_s^2 - 1)},$$

где $q^2 = |\hat{\rho}|^2 / P_n$ – отношение сигнал/шум. Тогда, полагая, что вес каждой оценки $\hat{\Omega}_s^{(j)}$, $j=1, \dots, J_s$ должен быть обратно пропорционален ее дисперсии, получим

$$w_s \sim s^2, w_{s,j} \sim M_{s,j} (M_{s,j}^2 - 1),$$

где $M_{s,j}$ – количество элементов в j -й группе, причем в сумме веса должны давать единицу:

$$\sum_s w_s = 1; \sum_j w_{s,j} = 1.$$

На рис. 2 (кривые II) приведены зависимости смещения и СКО весовых оценок от ОСШ, полученные при указанных ранее сценарных условиях. В целом весовые оценки имеют меньшее смещение и СКО при одном и том же ОСШ по сравнению с равновесными. Так при ОСШ 12 дБ смещение и СКО этих оценок составляют: для КНД 0.11 и 3.9 %; для ширины ДН 2.03 и 11.4 %; для уровня максимального бокового лепестка 6.6 и 46 %. Однако при ОСШ больше 20 дБ показатели весовых и равновесных оценок становятся примерно одинаковыми.

Заключение. Предложен простой, безытерационный алгоритм восстановления ДН цифровой антенной решеткой, отдельные приемные элементы которой дефектны. Алгоритм основан на представлении фазового фронта падающей на раскрыв антенны плоскостью. Сделан

ное предположение позволяет оценить ПЧ падающей волны по сигналам в исправных элементах и восстановить фазу сигналов в дефектных элементах решетки. Оценка ПЧ происходит выделением групп исправных элементов с одинаковым шагом распределения по апертуре. Для оценки ПЧ предлагается использовать метод наименьших квадратов. Рассмотрены две оценки ПЧ – равновесная и весовая. Равновесная оценка не учитывает влияния шага и количества элементов в группе на точность оценивания ПЧ при вычислении финальной оценки. Весовая оценка учитывает это влияние. Веса оценок ПЧ, получаемые в отдельных группах, предлагается выбирать обратно пропорциональными дисперсии оценки. Для ее вычисления получена нижняя граница Крамера–Рао для оценки ПЧ. Методом математического моделирования произведена оценка качества восстановления ДН. Для этого в ходе моделирования оценивались КНД антенны, ширина ДН и уровень максимального бокового лепестка. Моделирование подтвердило работоспособность алгоритма при использовании

обоих типов оценок. В целом весовая оценка имеет лучшие характеристики: ее смещение и СКО меньше. Так при равномерном АФР в раскрыве и отношении сигнал/шум 12 дБ в приемных элементах смещение и СКО оценок указанных параметров для равновесной оценки составляют: для КНД 0.12 и 4.3 %; для ширины ДН 2.16 и 12.6 %; для уровня максимального бокового лепестка 12.5 и 62 % от значений тех же параметров при отсутствии дефектных элементов. Для весовой оценки указанные параметры имеют следующие значения: для КНД 0.11 и 3.9 %; для ширины ДН 2.03 и 11.4 %; для уровня максимального бокового лепестка 6.6 и 46 %. С увеличением ОСШ смещения и СКО оценок монотонно убывают, и при отношении сигнал/шум больше 20 дБ различия в статистических характеристиках равновесной и весовой оценок практически исчезают. Таким образом, предлагаемый в статье алгоритм восстановления ДН можно использовать в программном обеспечении сигнального процессора, управляющего работой антенной системы, для компенсации влияния дефектных элементов.

Приложение. Функция группировки элементов

```
function T=Matrix_T(W)
M=numel(W);
A=ones(1,M);
B=find(A.*W==1);
NB=numel(B);

diffB=[0,diff(B)];
Steps=unique(diffB);
T=zeros(numel(Steps)*M,4);

n=1;
Mask=zeros(1,NB+1);
for nstep=2:numel(Steps)
    step=Steps(nstep);
    Mask(1:NB)=logical(diffB==step);

    a=0;
    b=0;
    d=0;
    for m=2:NB+1
        if Mask(m) && ~d
            a=m-1;
            b=m;
            d=1;
        end
    end
end
```

```
    continue
end
if Mask(m) && d
    b=b+1;
else
    if logical(a<b)
        T(n,:)=[step,B(a),B(b),(B(b)-B(a))/step+1];
        n=n+1;
    end
    a=0;
    b=0;
    d=0;
end
end
end
NT=n-1;
T=T(1:NT,:);
```

Список литературы

1. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Boston: Artech House, 2005. 496 p.
2. Agrawal A. K., Holzman E. L. Active phased array design for high reliability // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1999. Vol. 35, № 4. P. 1204–1211. doi: 10.1109/7.805438
3. Бибарсов М. Р., Крячко А. Ф., Пшеничников А. В. Оценка состояния функционирования фазированной антенной решетки при нарушении работоспособности фазовращателей антенных элементов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 20–29. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-20-29
4. Peters T. J. A conjugate gradient based algorithm to minimize the sidelobe level of planar arrays with element failures // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39, № 10. P. 1497–1504. doi: 10.1109/8.97381
5. Yeo B. K., Lu Y. Array failure correction with a genetic algorithm // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1999. Vol. 47, № 5. P. 823–828. doi: 10.1109/8.774136
6. Radiation Pattern Correction of Faulty Planar Phased Array Using Genetic Algorithm / R. A. B. Saleem, A. A. Shah, H. Munsif, A. I. Najam, S. Khattak, I. Ullah // Advanced Electromagnetics. 2024. Vol. 13, № 2. P. 23–31. doi: 10.7716/aem.v13i2.2439
7. Yang Y., Stark H. Design of Self-Healing Arrays Using Vector-Space Projections // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2001. Vol. 49, № 4. P. 526–534. doi: 10.1109/8.923311
8. Acharya O. P., Patnaik A. Antenna Array Failure Correction [Antenna Applications Corner] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. IEEE, 2017. Vol. 59, № 6. P. 106–115. doi: 10.1109/map.2017.2752683
9. Correction of Faulty Sensors in Phased Array Radars Using Symmetrical Sensor Failure Technique and Cultural Algorithm with Differential Evolution / Восстановление диаграммы направленности цифровой антенной решетки с дефектными элементами Antenna Pattern Restoration of Digital Antenna Array with Failed Elements
10. S. U. Khan, I. M. Qureshi, F. Zaman, B. Shoaib, A. Naveed, A. Basit // The Scientific World J. 2014. Vol. 2014. P. 1–10. doi: 10.1155/2014/852539
11. Null Placement and Sidelobe Suppression in Failed Array Using Symmetrical Element Failure Technique and Hybrid Heuristic Computation / S. U. Khan, I. M. Qureshi, F. Zaman, A. Naveed // Progress in Electromagnetics Research B. 2013. Vol. 52. P. 165–184. doi: 10.2528/pierb13032712
12. Guney K., Durmus A., Basbug S. Antenna Array Synthesis and Failure Correction Using Differential Search Algorithm // Int. J. of Antennas and Propagation. 2014. Vol. 2014. P. 1–8. doi: 10.1155/2014/276754
13. Grewal N., Rattan M., Patterh M. A Linear Antenna Array Failure Correction with Null Steering using Firefly Algorithm // Defence Science J. 2014. Vol. 64, № 2. P. 136–142. doi: 10.14429/dsj.64.4250
14. Correction of failure in linear antenna arrays with greedy sparseness constrained optimization technique / S. U. Khan, M. K. A. Rahim, M. Aminu-Baba, N. A. Murad // PLOS ONE. 2017. Vol. 12, № 12. Art. № e0189240. P. 1–18. doi: 10.1371/journal.pone.0189240
15. Patidar H., Maheshwari V., Kar R. Linear Antenna Array Failure Correction with Mutual Coupling Effects using Element Position of the Array Elements // J. of Eng. Science and Technology Review. 2022. Vol. 15, № 2. P. 15–21. doi: 10.25103/jestr.152.03
16. Гусевский В. И., Дупленкова М. Д., Цветкова О. Н. Дистанционное восстановление диаграммы направленности фазированных антенных решеток // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 4. С. 373–379. doi: 10.31857/S0033849421030062
17. Planar Array Failed Element(s) Radiation Pattern Correction: A Comparison / N. Voopalan, A. K. Ramasamy, 53

F. Nagi, A. A. Alkahtani // Applied Sciences. 2021. Vol. 11, № 19. Art. № 9234.
doi: 10.3390/app11199234

17. Mailloux R. J. A phased array error correction scheme // Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Ann Arbor, USA, 28 June–02 July 1993. IEEE, 1993. P. 202–205.
doi: 10.1109/APS.1993.385368

18. Mailloux R. J. Array Failure Correction with a Digitally Beamformed Array // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1996. Vol. 44, № 12. P. 1543–1550.
doi: 10.1109/8.546240

19. Steyskal H., Mailloux R. J. Generalisation of an array-failure-correction method // IEE Proc. - Microwaves, Antennas and Propagation. 1998. Vol. 145, № 4. P. 332–336.
doi: 10.1049/ip-map:19982059

Информация об авторах

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 230 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой, исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: a_monakov@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Антохин Евгений Александрович – кандидат технических наук (2008), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 64 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; радиолокационное распознавание объектов; первичная и вторичная радиолокация; цифровая обработка сигналов.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: aearabota@yandex.ru
<https://orcid.org/0009-0003-3084-0043>

References

1. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Boston, Artech House, 2005, 496 p.

2. Agrawal A. K., Holzman E. L. Active Phased Array Design for High Reliability. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1999, vol. 35, no. 4, pp. 1204–1211.
doi: 10.1109/7.805438

3. Bibarsov M. R., Kryachko A. F., Pshenichnikov A. V. Operation Evaluation of Phased Antenna Arrays in Case of Phase Shifter Malfunction. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 6, pp. 20–29.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-20-29

4. Peters T. J. A Conjugate Gradient Based Algorithm to Minimize the Sidelobe Level of Planar Arrays with Element Failures. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1991, vol. 39, no. 10, pp. 1497–1504.
doi: 10.1109/8.97381

5. Yeo B. K., Lu Y. Array Failure Correction with a Genetic Algorithm. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1999, vol. 47, no. 5, pp. 823–828.
doi: 10.1109/8.774136

6. Saleem R. A. B., Shah A. A., Munsif H., Najam A. I., Khattak S., Ullah I. Radiation Pattern Correction of Faulty Planar Phased Array Using Genetic Algorithm. Advanced Electromagnetics. 2024, vol. 13, no. 2, pp. 23–31.
doi: 10.7716/aem.v13i2.2439

7. Yang Y., Stark H. Design of Self-Healing Arrays Using Vector-Space Projections. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2001, vol. 49, no. 4, pp. 526–534.

doi: 10.1109/8.923311

8. Acharya O. P., Patnaik A. Antenna Array Failure Correction [Antenna Applications Corner]. IEEE Antennas and Propagation Magazine. IEEE, 2017, vol. 59, no. 6, pp. 106–115.

doi: 10.1109/map.2017.2752683

9. Khan S. U., Qureshi I. M., Zaman F., Shoaib B., Naveed A., Basit A. Correction of Faulty Sensors in Phased Array Radars Using Symmetrical Sensor Failure Technique and Cultural Algorithm with Differential Evolution. The Scientific World J. 2014, vol. 2014, pp. 1–10.
doi: 10.1155/2014/852539

10. Khan S. U., Qureshi I. M., Zaman F., Naveed A. Null Placement and Sidelobe Suppression in Failed Array Using Symmetrical Element Failure Technique and Hybrid Heuristic Computation. Progress in Electromagnetics Research B. 2013, vol. 52, pp. 165–184.
doi: 10.2528/pierb13032712

11. Guney K., Durmus A., Basbug S. Antenna Array Synthesis and Failure Correction Using Differential Search Algorithm. Int. J. of Antennas and Propagation. 2014, vol. 2014, pp. 1–8.
doi: 10.1155/2014/276754

12. Grewal N., Rattan M., Patterh M. A Linear Antenna Array Failure Correction with Null Steering using Firefly Algorithm. Defence Science J. 2014, vol. 64, no. 2, pp. 136–142.
doi: 10.14429/dsj.64.4250

13. Khan S. U., Rahim M. K. A., Aminu-Baba M., Murad N. A. Correction of Failure in Linear Antenna Arrays with Greedy Sparseness Constrained Optimization Technique. PLOS ONE. 2017, vol. 12, no. 12, art. no. e0189240, pp. 1–18.

doi: 10.1371/journal.pone.0189240

14. Patidar H., Maheshwari V., Kar R. Linear Antenna Array Failure Correction with Mutual Coupling Effects using Element Position of the Array Elements. J. of Eng. Science and Technology Review. 2022, vol. 15, no. 2, pp. 15–21.

doi: 10.25103/jestr.152.03

15. Gusevskii V. I., Duplenkova M. D., Tsvetkova O. N. Remote Reconstruction of the Radiation Pattern of Phased Array Antennas. J. of Communications Technology and Electronics. 2021, vol. 66, no. 4, pp. 427–432.

doi: 10.31857/S0033849421030062

16. Boopalan N., Ramasamy A. K., Nagi F., Alkahtani A. A. Planar Array Failed Element(s) Radiation Pattern Correction: A Comparison. Applied Sciences. 2021, vol. 11, no. 19, art. no. 9234.

doi: 10.3390/app11199234

17. Mailloux R. J. A Phased Array Error Correction Scheme. Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Ann Arbor, USA, 28 June–02 July 1993. IEEE, 1993, pp. 202–205.

doi: 10.1109/APS.1993.385368

18. Mailloux R. J. Array Failure Correction with a Digitally Beamformed Array. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1996, vol. 44, no. 12, pp. 1543–1550.

doi: 10.1109/8.546240

19. Steyskal H., Mailloux R. J. Generalisation of an Array-Failure-Correction Method. IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation. 1998, vol. 145, no. 4, pp. 332–336.

doi: 10.1049/ip-map:19982059

Information about the authors

Andrey A. Monakov, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 230 scientific publications. Area of expertise: radar theory of extended targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Evgeniy A. Antokhin, Cand. Sci. (Eng.) (2008), Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 64 scientific publications. Area of expertise: radar theory of extended targets; radar target recognition; primary and secondary radars; digital signal processing.

Address: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67 A, Bolshaya Morskaya St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: aearabota@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0003-3084-0043>

Анализ надежности двухполюсных сетей связи на основе метода приведения (редукции)

К. А. Батенков

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

✉ pustur@yandex.ru

Аннотация

Введение. Методы оценки надежности сетей связи требуют простых и эффективных инструментов расчета. Метод приведения (редукции) позволяет упростить анализ сложных систем, но его применение ограничено определенными условиями.

Цель работы. Исследован метод редукции, основанный на последовательном преобразовании сетей с последовательными и параллельными соединениями в эквивалентные схемы. Рассмотрен один из типов связности – двухполюсная, предусматривающая наличие пути между двумя выделенными узлами, в отличие от многополюсной, оценивающей связность между несколькими критическими узлами, и всеполюсной, требующей наличия путей между всеми узлами сети.

Материалы и методы. Рассмотрены чисто последовательные и чисто параллельные структуры, а также их комбинации. Для последовательных систем вероятность работоспособности определяется как произведение вероятностей исправности элементов, для параллельных – через вероятность отказа всех компонентов.

Результаты. Для смешанных структур предложен алгоритм редукции, позволяющий вычислять их надежность по упрощенным формулам. Продемонстрировано, что процедура редукции и итоговые формулы для расчета надежности сети напрямую выводятся из правил для последовательных и параллельных соединений. На примере сети связи показано, что метод дает точные результаты при условии независимости отказов элементов.

Заключение. Метод редукции эффективен для анализа надежности сетей связи с последовательно-параллельными структурами. Точность расчетов существенно зависит от предположения о независимости отказов. Его преимущества – простота и наглядность, но он неприменим при учете постепенных отказов и взаимозависимости элементов. Кроме того, данный метод корректно обрабатывает только нагруженное резервирование, а для анализа систем с ненагруженным или облегченным резервированием требуются модификации метода. Отмечается наличие вычислительных сложностей для больших сетей и потеря информации о критичности элементов, поскольку в процессе упрощения теряются данные о вкладе отдельных компонентов в общую надежность системы, что затрудняет анализ слабых звеньев. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании и оптимизации сетей связи, а также для оценки их эксплуатационной надежности.

Ключевые слова: надежность сетей, метод редукции, последовательные соединения, параллельные соединения, вероятностный анализ, расчет надежности

Для цитирования: Батенков К. А. Анализ надежности двухполюсных сетей связи на основе метода приведения (редукции) // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 56–70.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-56-70

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.04.2025; принята к публикации после рецензирования 11.09.2025; опубликована онлайн 29.12.2025

Two-Terminal Reliability Analysis of Telecommunication Networks Based on Reduction Method

Kirill A. Batenkov

MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia

✉ pustur@yandex.ru

Abstract

Introduction. Methods for assessing the reliability of communication networks require simple and effective calculation tools. Although reduction methods allow the analysis of complex systems to be simplified, their application is limited by certain conditions.

Aim. To investigate a reduction method based on the sequential transformation of networks with serial and parallel connections into equivalent circuits. Bipolar connectivity that implies a path between two dedicated nodes is considered, in contrast to multipolar connectivity that evaluates connectivity between several critical nodes and all-pole connectivity that requires paths between all nodes of the network.

Materials and methods. Purely sequential and purely parallel structures, as well as their combinations, are considered. For sequential systems, the probability of operability is defined as the product of the serviceability probabilities of the elements, for parallel systems – through the probability of failure of all components.

Results. For mixed structures, a reduction algorithm for calculating their reliability using simplified formulas is proposed. The reduction procedure and the final formulas for calculating network reliability are directly derived from the rules for serial and parallel connections. A communication network was used as an example to confirm the method accuracy provided that the failures of the elements are independent.

Conclusion. The demonstrated reduction method is effective for analyzing the reliability of communication networks with series-parallel structures. The accuracy of calculations depends significantly on the assumption of the independence of failures. The advantages of the method include its simplicity and clarity; however, the method is inapplicable in cases of gradual failures and the interdependence of elements. In addition, this method processes correctly only loaded redundancy; for systems with unloaded or lightweight redundancy, the method needs to be modified. Computational difficulties for large-size networks and the possibility of information loss about the criticality of elements is noted. This is related to the loss of data on the contribution of individual components to the overall reliability of the system in the process of simplification, which impedes the analysis of weak links. The results obtained can be used in the design and optimization of communication networks, as well as for assessing their operational reliability.

Keywords: network reliability, reduction method, serial connections, parallel connections, probabilistic analysis, reliability calculation

For citation: Batenkov K. A. Two-Terminal Reliability Analysis of Telecommunication Networks Based on Reduction Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 56–70.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-56-70

Conflict of interest. The author declares no conflicts of interest.

Submitted 29.04.2025; accepted 11.09.2025; published online 29.12.2025

Введение. Анализ надежности сетей связи является важной задачей в инженерной практике. Один из распространенных методов оценки надежности – метод приведения (редукции), который позволяет упрощать сложные системы, сводя их к эквивалентным схемам. В статье рассматриваются основные принципы, преимущества и ограничения этого метода, а также применение для анализа последовательных,

параллельных и смешанных структур.

Анализ надежности сетей связи остается актуальной задачей в условиях роста сложности телекоммуникационных инфраструктур. Особую значимость приобретают методы, позволяющие эффективно оценивать связность сетей при различных сценариях отказов элементов. В настоящее время для этих целей широко применяется метод редукции, основанный на по-

следовательном упрощении структуры сети. Однако его использование сопряжено с рядом ограничений, требующих детального изучения.

Цель данной статьи – систематизация ограничений метода редукции при оценке надежности сетей связи и разработка рекомендаций по его применению. Основные задачи исследования включают: анализ известных модификаций метода, выявление границ его применимости для различных топологий сетей, оценку влияния допущения о независимости отказов на точность расчетов.

Теоретическая значимость исследования заключается в уточнении условий корректного применения метода редукции. Практическая ценность состоит в разработке рекомендаций по выбору методов анализа надежности в зависимости от типа сетевой конфигурации.

В современном технологическом ландшафте требование высокой надежности перешло из разряда желательных характеристик в категорию безусловных императивов для целого класса критически важных систем. Особую актуальность этот вопрос приобретает в таких областях, как оборонные и военные системы (системы управления вооружением, критическая инфраструктура национальной безопасности, разведывательные и наблюдательные комплексы) [1], авиационно-космическая отрасль (системы управления воздушным движением, бортовые авиационные комплексы, космические аппараты и спутниковые системы) [2], финансово-банковский сектор (платежные системы и процессинговые центры, системы биржевых торгов, инфраструктура цифровых валют) [3].

Надежность в различных телекоммуникационных сетях. Современные исследования [4–7] показывают, что последствия отказов в таких системах носят катастрофический характер: прямые человеческие жертвы (в авиации и военной сфере), огромные финансовые потери (в банковском секторе), геополитические кризисы (в системах национальной безопасности), долгосрочные экологические последствия (в атомной энергетике).

При этом, как отмечают эксперты [8–10], современные системы сталкиваются с беспрецедентными вызовами: экспоненциальный рост сложности архитектур, увеличение количества точек отказа в распределенных системах, появле-

ние новых классов угроз (киберфизические атаки), необходимость работы в экстремальных условиях.

Таким образом, проблема обеспечения надежности трансформировалась из чисто технической задачи в комплексную междисциплинарную проблему, требующую интеграции достижений компьютерных наук, математического моделирования, когнитивной психологии и кибербезопасности.

Современные телекоммуникационные и инфраструктурные сети предъявляют принципиально разные требования к надежности в зависимости от области применения и возможных последствий отказов.

Проводные сети составляют основу корпоративной и телекоммуникационной инфраструктуры, требуя исключительной надежности за счет избыточных соединений и сложных механизмов коррекции ошибок [11]. Эти системы обычно ориентированы на доступность уровня "пять девяток" (99.999 %), что означает всего несколько минут простоя в год. Основные проблемы связаны с уязвимостью физического уровня – повреждение кабелей, отказы разъемов и неисправность оборудования, что требует мгновенного обнаружения сбоев и перенаправления трафика.

Беспроводные сенсорные сети представляют принципиально иную парадигму, где энергоэффективность часто важнее абсолютной надежности [12]. Эти сети, используемые в системах экологического мониторинга и промышленного интернета вещей, делают акцент на самовосстановлении и устойчивости к периодическим разрывам соединения. Проблемы усугубляются динамически изменяющейся топологией, затуханием сигнала и жесткими ограничениями по энергопотреблению.

Мобильные сети, такие как 5G/6G, выдвигают требования сверхнадежной связи с малой задержкой [13, 14]. Для поддержки критически важных сервисов – от автономного транспорта до экстренных служб – эти сети должны обеспечивать бесперебойную связь, несмотря на мобильность абонентов и дефицит частотного спектра.

Типы надежности сетей (связности). В научной литературе проблема оценки сетевой надежности систематически рассматривается через призму количества учитываемых терминальных узлов [15–17]. Так, ключевые исследования

выделяют следующую классификацию: двух-терминальная (двухполюсная), всегерминальная (всеполусная) и k -терминальная (многополюсная) надежность (связность) [18].

Первые фундаментальные работы по двух-терминальной надежности появились в 1950-х годах [19], заложив математический аппарат для анализа связности пар узлов, который позволил систематизировать основные подходы к расчету этого показателя, доказав его полиномиальную вычислительную сложность для большинства практических случаев [18, 20].

Проведенные исследования [21] выявили принципиально более высокую вычислительную сложность всегерминального случая, отнеся его к классу NP-полных задач. В исследованиях последнего десятилетия особое внимание уделяется развитию вероятностных методов [22, 23], применению редукционных техник [24], разработке эффективных приближенных алгоритмов [25], а также использованию статистических методов [26].

Как показано в [27, 28], данный случай представляет наибольшую методологическую сложность. Современные исследования [29] сосредоточены на оптимизации алгоритмов факторизации, развитии эвристических подходов и применении методов машинного обучения.

Основные ограничения. Современные исследования в области оценки надежности сетевых структур выявляют как устойчивые преимущества метода редукции, так и существенные ограничения его применения.

Метод редукции, основанный на последовательном упрощении сетевой структуры путем замены групп элементов эквивалентными компонентами, доказал свою исключительную эффективность для последовательно-параллельных конфигураций. Данный подход обеспечивает точные результаты при анализе каскадных цепочек в энергосистемах, древовидных телекоммуникационных структур и других систем с четко выраженной иерархией [30]. Особую ценность метод демонстрирует при оценке надежности сетей с дублированными линиями [28], где позволяет существенно сократить вычислительную сложность задачи.

Однако современные исследования [31, 32] выявляют серьезные ограничения метода.

Главным препятствием становится его неприменимость к сетям со сложной топологией – мостовым, кольцевым и тем более к произвольным структурам. Уже для случая k -терминальной надежности при $k > 2$ задача становится вычислительно неразрешимой (NP-полной) в рамках классического подхода. Дополнительные сложности возникают при необходимости учета коррелированных отказов, временных факторов (износ, восстановление) и киберфизических взаимодействий.

Перспективные направления развития метода, обсуждаемые в современных работах [2–4, 33–35] включают несколько стратегий. Наиболее продуктивной представляется разработка гибридных подходов, сочетающих классическую редукцию с методами Монте-Карло для сложных топологий, машинным обучением для предиктивной аналитики и квантовыми алгоритмами для задач высокой размерности. Особое внимание уделяется интеграции с теорией временных графов, позволяющей учитывать динамические изменения сетевой структуры.

Для последовательно-параллельных сетей метод редукции сохраняет свою актуальность как базовый инструмент анализа. Современные оптимизации [29] предлагают автоматизацию процесса редукции через алгебраические преобразования, кеширование промежуточных результатов и параллельные вычисления. Существуют успешные модификации метода для частично последовательно-параллельных и многоуровневых иерархических структур [36].

Ключевыми нерешенными проблемами остаются: разработка универсальных критериев применимости метода, учет небинарных состояний элементов и адаптация к новым сетевым парадигмам (6G, квантовые сети). В качестве практических рекомендаций предлагается использовать редукцию как основной метод для последовательно-параллельных конфигураций, дополняя его вероятностными границами для оценки точности, а для сложных топологий – применять гибридные схемы анализа.

Таким образом, метод редукции, несмотря на свои ограничения, остается важным инструментом в арсенале специалистов по надежности. Его дальнейшее развитие через интеграцию с современными вычислительными подходами

открывает новые возможности для создания адекватных методов оценки надежности сложных сетевых инфраструктур будущего.

Оценка надежности последовательных структур. Последовательной называется такая система, отказ любого элемента которой приводит к отказу системы в целом. Последовательная сеть, состоящая из $n + 1$ абсолютно надежных узлов и n ненадежных линий связи, описывается при помощи графа G , диаграмма которого представлена на рис. 1.

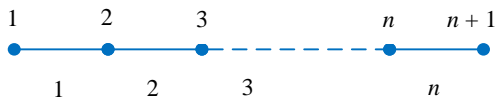


Рис. 1. Граф последовательной сети связи
 Fig. 1. Serial communication network graph

Работоспособность любой двухполюсной сети связи в каждом ее состоянии характеризуется наличием хотя бы одного пути, т. е. цепочки линий связи, соединяющих исток и сток сети, отображенной в виде графа G . Для последовательной двухполюсной сети подобный путь является единственным.

Событие связности такой сети определяется как пересечение событий связности каждого из ребер, составляющих ее граф. Если учесть, что каждая линия связи выходит из строя независимо от других, то вероятность связности сети p_G определяется как произведение вероятностей связности p_i каждого из ребер:

$$p_G = \prod_{i=1}^n p_i. \quad (1)$$

Для наглядности физической сущности данной формулы целесообразно рассмотреть

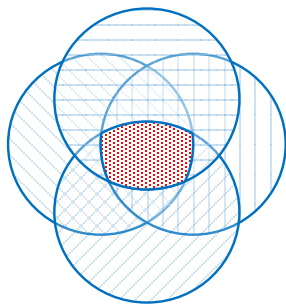


Рис. 2. Диаграмма Венна последовательной сети связи с четырьмя линиями связи

Fig. 2. Venn diagram of a serial communication network with four communication lines

диаграмму Венна (рис. 2), на которой кругами обозначены события связности четырех ребер последовательной сети, а красным цветом отмечено событие, соответствующее их пересечению, т. е. работоспособности последовательной сети с четырьмя линиями связи.

Формула (1) демонстрирует следующие простые свойства последовательной сети связи:

- с увеличением числа элементов последовательной сети ее надежность при прочих равных условиях понижается;
- надежность последовательной сети в целом всегда хуже, чем надежность любой из ее линий (в том числе и наилучшей).

В случае равенства всех вероятностей связности линий связи $p = p_i$ вероятность связности p_G последовательного графа G имеет степенной вид:

$$p_G = p^n. \quad (2)$$

Оценка надежности параллельных структур. Параллельной называется система, которая сохраняет свою работоспособность до тех пор, пока работоспособен хотя бы один ее элемент. Предполагается, что все элементы находятся во включенном состоянии с самого начала.

В инженерной практике такой резерв называют нагруженным или горячим. Параллельная сеть связи, состоящая из 2 абсолютно надежных узлов и n ненадежных линий связи, описывается при помощи мультиграфа G , диаграмма которого представлена на рис. 3.

В каждый момент времени функции двухполюсной сети связи выполняются основной линией связи, а в случае ее отказа происходит мгновенное переключение на использование

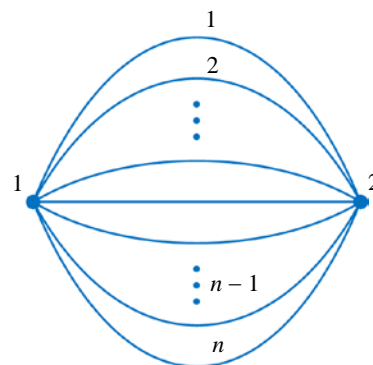


Рис. 3. Мультиграф параллельной сети связи

Fig. 3. Parallel communication network multigraph

любой из исправных к данному моменту линий связи. Таким образом, работоспособность любой двухполюсной сети связи в каждом ее состоянии характеризуется также наличием хотя бы одного пути, т. е. в данном случае, по крайней мере, одной линии связи, соединяющей исток и сток сети, отображенной в виде мультиграфа G . Для параллельной двухполюсной сети таких путей оказывается столько же, сколько и ребер между истоком и стоком.

Событие связности такой сети определяется как объединение событий связности каждого из ребер, составляющих ее мультиграф. Если учесть, что каждая линия связи выходит из строя независимо от других, то вероятность связности сети p_G определяется как разность между единицей и произведением вероятностей несвязности $q_i = 1 - p_i$ каждого из ребер:

$$p_G = 1 - \prod_{i=1}^n q_i. \quad (3)$$

Для наглядности физической сущности данной формулы целесообразно рассмотреть диаграмму Венна (рис. 4), на которой кругами обозначены события связности четырех ребер последовательной сети, а красным цветом отмечено событие, соответствующее их объединению, т. е. работоспособности параллельной сети с четырьмя линиями связи.

Формула (3) демонстрирует следующие простые свойства параллельной сети связи:

- с увеличением числа линий параллельной сети связи ее надежность при прочих равных условиях повышается;
- надежность сети в целом всегда выше, чем надежность любой из ее линий связи (в том числе и наилучшей).

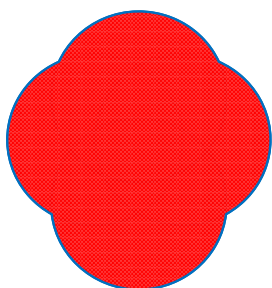


Рис. 4. Диаграмма Венна параллельной сети связи с четырьмя линиями связи

Fig. 4. Venn diagram of a parallel communication network with four communication lines

В случае равенства всех вероятностей связности линий связи $p = p_i$, а соответственно, и несвязности $q = q_i$ вероятность связности p_G параллельного графа G имеет степенной вид:

$$p_G = 1 - q^n. \quad (4)$$

Оценка надежности последовательно-параллельных структур. Сети связи с чисто последовательной или чисто параллельной структурой встречаются на практике довольно редко. Чаще приходится иметь дело со смешанными структурами: с параллельно-последовательными сетями (параллельное соединение последовательных линий связи) и с последовательно-параллельными системами (последовательное соединение параллельных линий связи), представленными на рис. 5, а также их комбинациями.

Подобные сети редуцируются до более простых структур, т. е. являются приводимыми. Процедура редукции базируется на предположении о возможности представления последовательного или параллельного подграфа в виде единственного ребра с вероятностью связности, вычисляемой согласно (1) или (3) соответственно. Наглядно редукцию можно представить в виде рис. 6, на котором отображено последовательное преобразование каждой последовательной цепочки ребер сети сначала в набор параллельно соединенных ребер, а затем полученного параллельного мультиграфа в конечное ребро.

На основе данного подхода для параллельно-последовательной структуры, представленной на рис. 5, а, вероятность связности записывается как

$$p_G = 1 - \prod_{i=1}^n \left(1 - \prod_{j=1}^{n_i} p_{i,j} \right),$$

где n_i – число элементов в i -й группе последовательно соединенных элементов; $p_{i,j}$ – вероятность связности j -го ребра в i -й группе последовательно соединенных линий связи.

При равенстве всех вероятностей связности $p = p_{i,j}$ и одинаковом числе линий в каждой группе $n' = n_i$ вероятность связности графа

$$p_G = 1 - (1 - p^{n'})^n.$$

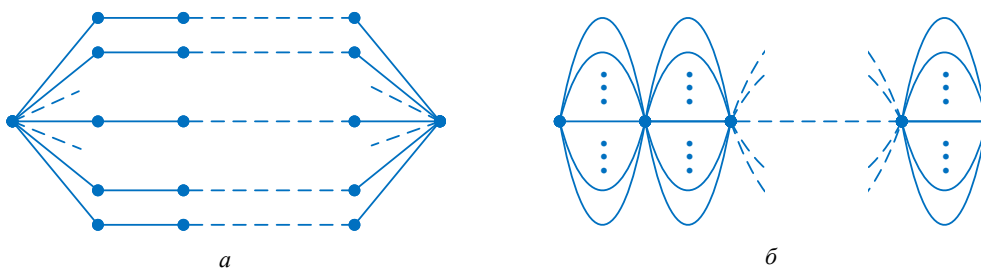


Рис. 5. Сеть связи: *a* – параллельно-последовательная; *b* – последовательно-параллельная

Fig. 5. Communication networks: *a* – parallel-serial; *b* – serial-parallel

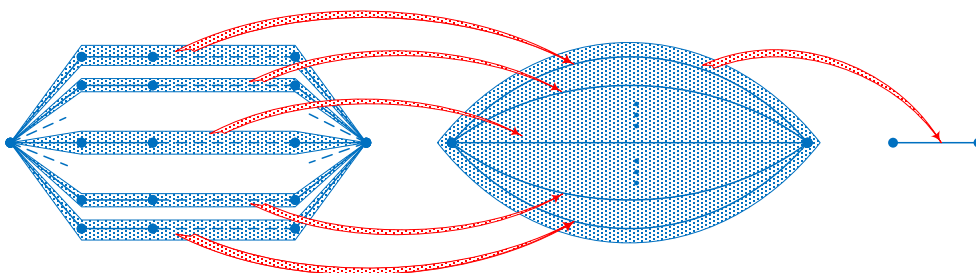


Рис. 6. Процедура редукции параллельно-последовательной сети связи

Fig. 6. Procedure for reducing a parallel-serial communication network

Для последовательно-параллельной структуры (рис. 5, *b*)

$$p_G = \prod_{i=1}^n \left(1 - \prod_{j=1}^{n_i} q_{i,j} \right), \quad (5)$$

где n_i – число элементов в i -й группе параллельно соединенных элементов; $q_{i,j} = 1 - p_{i,j}$ – вероятность несвязности j -го ребра в i -й группе параллельно соединенных линий связи.

При равенстве всех вероятностей связности $p = p_{i,j}$ и одинаковом числе линий в каждой группе $n' = n_i$ вероятность связности графа

$$p_G = (1 - q^{n'})^n.$$

В общем случае сети связи имеют гораздо более сложные смешанные структуры. Однако очень часто их вполне возможно привести к простейшим последовательно-параллельным или параллельно-последовательным структурам и на основе соотношений найти вероятности связности исходной сети связи.

Пример расчета надежности. Граф исследуемой сети связи приведен на рис. 7. Все узлы сети являются абсолютно надежными, а вероятность исправности любой линии связи равна 0.9. Определить надежность сети связи в направлении 1–7 методом редукции.

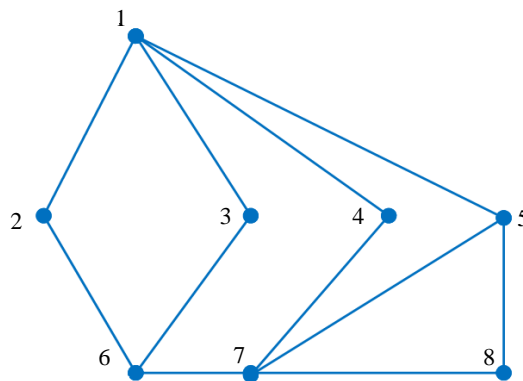


Рис. 7. Граф исследуемой сети связи

Fig. 7. Graph of the studied communication network

Дано: G , $p = 0.9$.

Найти: p_{1-7} .

На основе свойства изоморфизма графов для наглядности следует преобразовать диаграмму графа так, чтобы слева находился источник, а справа – сток (рис. 8, *a*).

Далее методом редукции необходимо привести граф к простейшему виду (далее справа от формулы приводится ссылка на рисунок, на котором красным цветом выделено эквивалентное ребро после проведенных упрощений):

$$p_{5-8-7} = p_{5,8} p_{7,8} = p^2; \quad (\text{рис. 8, б})$$

$$p_{5-7} = 1 - q_{5-8-7} q_{5,7} =$$

$$= 1 - q(1 - p^2); \quad (\text{рис. 8, в})$$

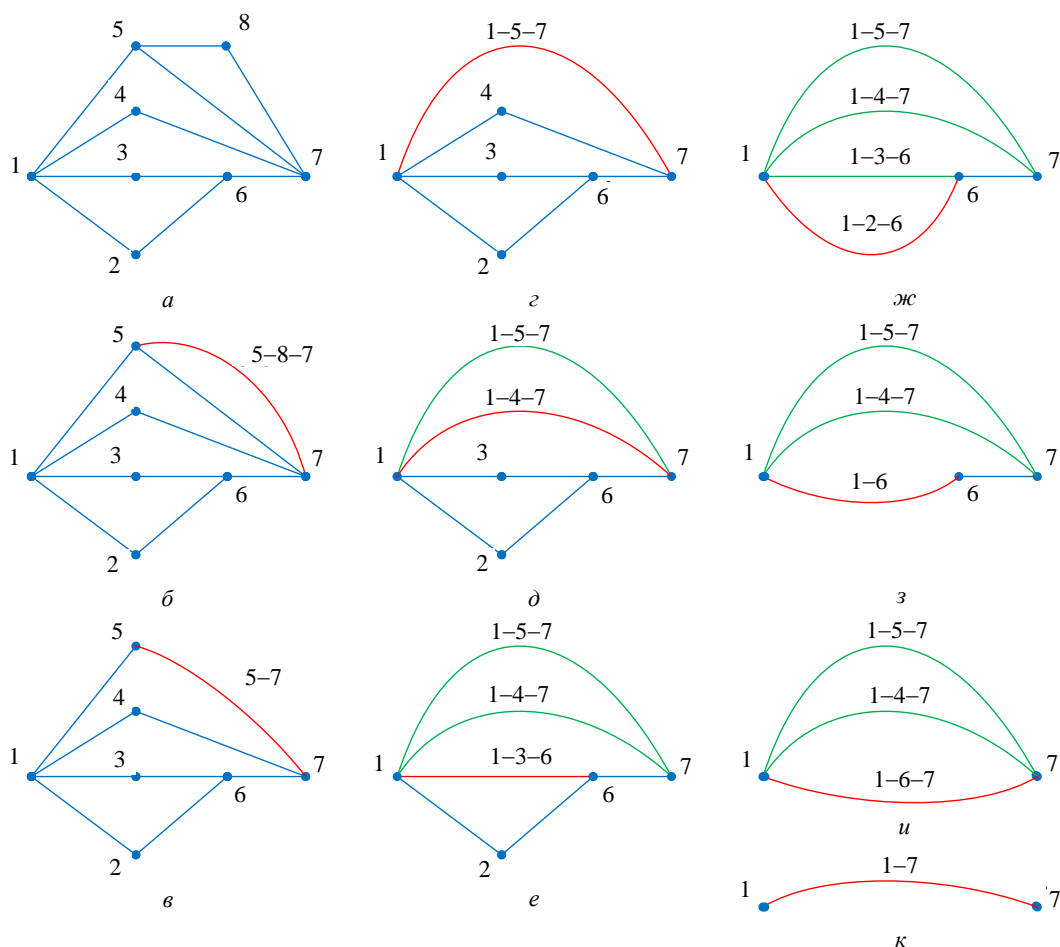


Рис. 8. Редукция графа исследуемой сети связи
 Fig. 8. Reduction of the studied communication network graph

$$\begin{aligned}
 P_{1-5-7} &= P_{1,5}P_{5-7} = 1 - 0.9[1 - 0.1(1 - 0.9^2)]0.9^2 \times \\
 &= p[1 - q(1 - p^2)]; \quad (\text{рис. 8, з}) \quad \times 0.9[1 - (1 - 0.9^2)^2] = 0.994. \quad (\text{рис. 8, к}) \\
 P_{1-4-7} &= P_{1,4}P_{4,7} = p^2; \quad (\text{рис. 8, д}) \\
 P_{1-3-6} &= P_{1,3}P_{3,6} = p^2; \quad (\text{рис. 8, е}) \\
 P_{1-2-6} &= P_{1,2}P_{2,6} = p^2; \quad (\text{рис. 8, ж}) \\
 P_{1-6} &= 1 - q_{1-3-6}q_{1-2-6} = 1 - (1 - p^2)^2; \quad (\text{рис. 8, з}) \\
 P_{1-6-7} &= P_{1-6}P_{6,7} = p[1 - (1 - p^2)^2]; \quad (\text{рис. 8, и}) \\
 P_{1-7} &= 1 - q_{1-5-7}q_{1-4-7}q_{1-3-6}q_{1-2-6} = \\
 &= 1 - \left\{ 1 - p[1 - q(1 - p^2)] \right\} \times \\
 &\times (1 - p^2) \left\{ 1 - p[1 - (1 - p^2)^2] \right\} =
 \end{aligned}$$

Рекомендации по применению метода. Метод предназначен для расчета надежности смешанных сетей связи путем их последовательного упрощения (редукции).

Цель метода – вычисление итоговой вероятности связности между двумя конечными узлами сложной сети, которое выполняется на основе вероятностей связности отдельных ее элементов (ребер).

Область применения включает сети связи, которые могут быть приведены (редуцированы) к простейшим последовательным или параллельным структурам. В первую очередь это параллельно-последовательные и последовательно-параллельные сети, а также их комбинации.

Метод применяется итеративно в форме следующего алгоритма:

1) идентифицировать в структуре сети группу элементов, соединенных исключительно последовательно или исключительно параллельно;

2) вычислить эквивалентную вероятность связности для этой группы, используя соответствующее правило (последовательное или параллельное);

3) заменить найденную группу на новый, единственный условный элемент, надежность которого равна вычисленной эквивалентной вероятности;

4) повторять шаги 1–3 до тех пор, пока вся смешанная сеть не будет сведена к одному эквивалентному элементу: вероятность связности этого элемента и будет искомой вероятностью связности (надежностью) для всей сети.

Гибридные вычислительные модели.

Классический метод редукции, разработанный в середине XX в., долгое время оставался основным инструментом оценки надежности сетевых структур. Однако цифровая трансформация телекоммуникационной отрасли, появление SDN/NFV, сетей 5G/6G и квантовых технологий связи требует кардинального пересмотра традиционных подходов. Современные исследования выделяют три ключевых направления модернизации метода: гибридные вычислительные модели, адаптация к новым сетевым архитектурам, оптимизация вычислительных процессов.

Наиболее продуктивным подходом стала разработка комбинированных алгоритмов, где классическая редукция дополняется методами Монте-Карло для сложных топологий, нейросетевыми моделями прогнозирования, а также квантовыми алгоритмами для задач высокой размерности.

Модели на основе метода Монте-Карло.

В последние годы в научной литературе все большее внимание уделяется гибридным методам, сочетающим аналитические и стохастические подходы. Особый интерес представляет комбинация метода редукции и метода Монте-Карло, которая позволяет преодолеть ограничения каждого из методов при использовании их по отдельности [37].

Класс аналитических методов, не требующих процедур выборки, основан на строгих математических моделях и позволяет получать точные оценки надежности. Однако их применение связано с рядом существенных ограни-

чений, включающих требование бинарности состояний компонентов системы, предположение о статистической независимости элементов, допущение об абсолютной надежности узловых соединений или условие когерентности системы в целом. Эти ограничения существенно сужают область практического применения аналитических методов. Альтернативные подходы, такие как матричные методы оценки системной надежности, хотя и обладают большей гибкостью, демонстрируют ограниченную масштабируемость и применимы лишь для систем с умеренным количеством компонентов.

Методы, основанные на выборочных оценках, включая классическое моделирование Монте-Карло и его модификации, получили широкое распространение благодаря универсальности применения, неинтрузивности анализа (возможность использования сложных сетевых моделей как "черного ящика") и гибкости в учете различных факторов надежности. Однако точность стохастических методов существенно зависит от объема статистической выборки, специфики решаемой задачи и вычислительной сложности определения предельных состояний.

Для анализа редких событий (которые особенно важны при оценке надежности) традиционный метод Монте-Карло становится неэффективным. Это стимулировало развитие специализированных методов, таких как методы сокращения дисперсии, процедуры генерации состояний и метамоделирование с активным обучением.

Последние исследования демонстрируют значительный прогресс в области оценки надежности. Так, есть работы, позволяющие обобщить алгоритмы структурной надежности, описывающие разработку адаптивного метода, создание байесовской версии метода перекрестной энтропии, развитие комбинаторных подходов и методов последовательного интегрирования, разработку метода аппроксимации гамма-Бернулли.

Модели на основе нейросетей. Современные задачи анализа надежности сложных телекоммуникационных сетей требуют разработки эффективных методов, способных работать в условиях отсутствия явно заданной функции предельного состояния. Традиционные подходы, такие как метод Монте-Карло, часто оказываются слишком ресурсоемкими для практиче-

ского применения при анализе крупных систем. Поэтому применяют алгоритмы, объединяющие нейронные сети общего структурного типа и классические методы оценки надежности, которые используют локальное приближение функции предельного состояния при расчёте вероятности отказа [38].

Ключевыми особенностями подобных алгоритмов являются применение многослойной архитектуры, обобщенной структуры сети, где каждый новый слой формируется с учетом всех нейронов предыдущих слоев, гибридная оптимизация с использованием генетического алгоритма (для настройки структуры) и метода сингулярного разложения (для определения весовых коэффициентов).

Преимуществом подхода является универсальность (не требует явного задания функции предельного состояния, способен моделировать сложные нелинейные зависимости), точность (минимальная погрешность аппроксимации, возможность получения явного выражения предельного состояния) и эффективность (существенное сокращение вычислительных затрат, совместимость с классическими методами анализа надежности).

Проверка эффективности метода демонстрирует высокую точность оценок вероятности отказа, сокращение времени вычислений на 40–60 % по сравнению с прямым методом Монте-Карло и устойчивую работу с крупномасштабными моделями.

Модели на основе квантовых алгоритмов для задач высокой размерности. В [39] представлен квантовый алгоритм расчета надежности для неориентированных графов. Благодаря квантовой суперпозиции алгоритм позволяет одновременно рассматривать все возможные подграфы, проверять их связность и подсчитывать результаты.

Основными достоинствами алгоритма являются детерминированная приближенная корректность, независимость от уверенности в правильности расчета надежности, совместимость с произвольными мерами связности сети. Количество квантовых вентилей, необходимых для реализации алгоритма в рамках квантовой схемы, линейно относительно количества элементов графа, а требуемое количество кубитов

линейно относительно числа вершин.

Как отмечают авторы [39], алгоритм демонстрирует значительное полиномиальное ускорение по сравнению с лучшими известными классическими методами. Это достижение особенно важно для практических приложений в проектировании энергосистем, телекоммуникационных сетей и транспортных инфраструктур.

Квантовый алгоритм ориентирован на расчет надежности неориентированных графов. Естественные способы расширения, включающие ориентированные графы, приведут к росту уровня сложности, поскольку надежность не может быть описана как проблема достижимости стока с произвольно выбранным истоком. Вызывающим интересом оказывается вопрос ускорения алгоритма путем рассмотрения ребер в терминах матрицы смежности, что потребует переформулировки вопроса о достижимости как матричной задачи.

Авторы [38] отмечают, что внутрисхемные измерения уже поддерживаются или планируются к реализации на нескольких платформах квантовых компьютеров. Указанный подход использует внутрисхемные измерения для создания неунитарных операций, напоминающих классическую операцию ИЛИ. Специфическая схема реализации подобных операций позволяет оставить количество вспомогательных кубитов равным одному для всего оператора достижимости, не изменяя масштаб задачи, что демонстрирует важность неунитарных операций в использовании преимуществ квантовых компьютеров для решения широкого класса вычислительных задач.

Заключение. Эволюция метода редукции демонстрирует переход от «жестких» алгоритмических подходов к гибким адаптивным системам, сочетающим проверенные временем принципы упрощения структур, современные вычислительные технологии и междисциплинарные знания о природе отказов.

Классический метод редукции, разработанный в середине XX в., продолжает оставаться важным инструментом оценки надежности сетевых структур, однако цифровая трансформация и появление новых технологий (SDN/NFV, 5G/6G, квантовые коммуникации) требуют его существенной модернизации.

Анализ современных исследований показывает, что комбинированные методы превосхо-

дят классическую редукцию по нескольким ключевым параметрам: широкая область применения, высокая точность для сложных сетей, высокая вычислительная эффективность и полноценный учет современных технологий.

Наиболее перспективными направлениями интеграции с нейросетевыми технологиями являются использование многослойных архитектур с обобщенной структурой, гибридная оптимизация (генетические алгоритмы и сингулярное разложение), возможность работы без явного задания функции предельного состояния. Сочетание с квантовыми вычислениями позволяет проводить одновременный анализ всех возможных состояний сети, полиномиально ускорить вычисления и экономично использовать квантовые ресурсы. Подключение методов Монте-Карло повышает точность оценки редких событий, уменьшает дисперсии оценок, что делает возможным анализ сложных топологий.

Метод редукции сохраняет свою актуальность как базовый инструмент анализа, но требует существенной модернизации для соответствия современным требованиям. Наибольшую эффективность демонстрируют гибридные под-

ходы, сочетающие концептуальную простоту редукции, универсальность стохастических методов, адаптивность нейросетевых технологий и вычислительную мощь квантовых алгоритмов.

Для практического применения рекомендуется использовать классическую редукцию для простых подсистем, применять гибридные методы для анализа сложных компонентов, для глобальной оценки надежности крупных сетей рассматривать квантовые алгоритмы.

В качестве перспективных направлений исследований можно выделить разработку универсальных критериев применимости различных методов, создание стандартизированных процедур верификации и развитие специализированного программного обеспечения.

Таким образом, современный этап развития методов оценки надежности сетей характеризуется переходом от изолированного использования классических подходов к их интегрированному применению в рамках единых вычислительных платформ. Этот синтез методов открывает новые возможности для проектирования и эксплуатации сложных сетевых инфраструктур будущего.

Список литературы

1. Oszczypała M., Ziółkowski J., Małachowski J. Reliability Analysis of Military Vehicles Based on Censored Failures Data // *Appl. Sci.* 2022. Vol. 12, № 5. Art. № 2622. doi: 10.3390/app12052622
2. A Multi-Scale Attention Mechanism Based Domain Adversarial Neural Network Strategy for Bearing Fault Diagnosis / Q. Zhang, N. Tang, X. Fu, H. Peng, C. Bo, C. Wang // *Actuators.* 2023. Vol. 12, № 5. Art. № 188. doi: 10.3390/act12050188
3. The Effect of Network Delay and Contagion on Mobile Banking Users: A Dynamical Analysis / L. E. Donath, G. Mircea, M. Neamțu, G. G. Noja, N. Sirghi // *Mathematics.* 2024. Vol. 12, № 22. Art. № 3493. doi: 10.3390/math12223493
4. Yan J., Sui Y., Dai T. A Particle Swarm Optimization-Based Ensemble Broad Learning System for Intelligent Fault Diagnosis in Safety-Critical Energy Systems with High-Dimensional Small Samples // *Mathematics.* 2025. Vol. 13, № 5. Art. № 797. doi: 10.3390/math13050797
5. FIVADMI: A Framework for In-Vehicle Anomaly Detection by Monitoring and Isolation / K. Mahbub, A. Nehme, M. Patwary, M. Lacoste, S. Allio // *Future Internet.* 2024. Vol. 16, № 8. Art. № 288. doi: 10.3390/fi16080288
6. Test Case Generation Method for Increasing Software Reliability in Safety-Critical Embedded Systems / B. Koo, J. Bae, S. Kim, K. Park, H. Kim // *Electronics.* 2020. Vol. 9, № 5. Art. № 797. doi: 10.3390/electronics9050797
7. Xu W., Ma D. A Framework for Model and Verification of Safety-Critical Operating System Based on ARINC653 // *Electronics.* 2021. Vol. 10, № 16. Art. № 1934. doi: 10.3390/electronics10161934
8. Cyber Potential Metaphorical Map Method Based on GMap / D. Si, B. Jiang, Q. Xia, T. Li, X. Wang, J. Liu // *ISPRS Int. J. of Geo-Information.* 2025. Vol. 14, № 2. Art. № 46. doi: 10.3390/ijgi14020046
9. Research and Prospect of Defense for Integrated Energy Cyber-Physical Systems Against Deliberate Attacks / T. Zang, X. Tong, C. Li, Y. Gong, R. Su, B. Zhou // *Energies.* 2025. Vol. 18, № 6. Art. № 1479. doi: 10.3390/en18061479
10. Capacity Model and Constraints Analysis for Integrated Remote Wireless Sensor and Satellite Network in Emergency Scenarios / W. Zhang, G. Zhang, F. Dong, Z. Xie, D. Bian // *Sensors.* 2015. Vol. 15, № 11. P. 29036–29055. doi: 10.3390/s151129036

11. Comparison of wireless network over wired network and its type / Sh. Shikha, K. M. Meghana, C. R. Manjunath, N. Santosh // *Int. J. of Research – Granthaalayah. RACSIT-17*. 2017. Vol. 5, № 4. P. 14–20. doi: 10.5281/zenodo.572289
12. System Design and Reliability Improvement of Wireless Sensor Network in Plant Factory Scenario / W. Luo, Y. Zeng, X. Zheng, L. Zha, W. Cai, Q. Wang, J. Zhang // *Agronomy*. 2025. Vol. 15, № 3. Art. № 751. doi: 10.3390/agronomy15030751
13. Combining 5G New Radio, Wi-Fi, and LiFi for Industry 4.0: Performance Evaluation / J. Navarro-Ortiz, J. J. Ramos-Munoz, F. Delgado-Ferro, F. Canelas, D. Camps-Mur, A. Emami, H. Falaki // *Sensors*. 2024. Vol. 24, № 18. Art. № 6022. doi: 10.3390/s24186022
14. Key Enabling Technologies for 6G: The Role of UAVs, Terahertz Communication, and Intelligent Reconfigurable Surfaces in Shaping the Future of Wireless Networks / W. M. Othman, A. A. Ateya, M. E. Nasr, A. Muthanna, M. ElAffendi, A. Koucheryavy, A. Hamdi // *J. of Sensor and Actuator Networks*. 2025. Vol. 14, № 2. Art. № 30. doi: 10.3390/jsan14020030
15. A literature review on network reliability analysis and its engineering applications / G. Vaibhav, P. Y. Om, S. Gunjan, P. S. R. Ajay // *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers Part O J. of Risk and Reliability*. 2021. Vol. 235, № 1. P. 167–181. doi: 10.1177/1748006X20962258
16. Батенков А. А., Батенков К. А., Фокин А. Б. Методы формирования множеств состояний телекоммуникационных сетей для различных мер связности // *Тр. СПИИРАН*. 2020. Вып. 19, № 3. С. 644–673. doi: 10.15622/sp.2020.19.3.7
17. Shi H., Wang N., Liu Q. Calculation Method for Sortie Mission Reliability of Shipborne Unmanned Vehicle Group // *J. of Marine Science and Engineering*. 2024. Vol. 12, № 8. Art. № 1309. doi: 10.3390/jmse12081309
18. Reliability and Availability Evaluation of Wireless Sensor Networks for Industrial Applications / I. Silva, L. A. Guedes, P. Portugal, F. Vasques // *Sensors*. 2012. Vol. 12, № 1. P. 806–838. doi: 10.3390/s120100806
19. Liang J., Zhao H., Xie S. A Method for Calculating the Reliability of 2-Separable Networks and Its Applications // *Axioms*. 2024. Vol. 13, № 7. Art. № 459. doi: 10.3390/axioms13070459
20. Батенков А. А., Батенков К. А., Фокин А. Б. Анализ вероятности связности телекоммуникационной сети на основе матрицы независимых событий // *Автоматика и телемеханика*. 2023. № 11. С. 77–92. doi: 10.31857/S0005231023110053
21. Dong L., Zhao H., Lai H.-J. Local Optimality of Mixed Reliability for Several Classes of Networks with Fixed Sizes // *Axioms*. 2022. Vol. 11, № 3. Art. № 91. doi: 10.3390/axioms11030091
22. Reliability Analysis of Multi-Autonomous Underwater Vehicle Cooperative Systems Based on Fuzzy Control / Y. Hao, Y. Yao, Y. Zhang, F. Zuo // *Photonics*. 2025. Vol. 12, № 4. Art. № 333. doi: 10.3390/photonics12040333
23. Design and Reliability Analysis of a Novel Redundancy Topology Architecture / F. Li, W. Liu, W. Gao, Y. Liu, Y. Hu // *Sensors*. 2022. Vol. 22, № 7. Art. № 2582. doi: 10.3390/s22072582
24. Батенков А. А., Батенков К. А., Фокин А. Б. Формирование сечений телекоммуникационных сетей для анализа их устойчивости с различными мерами связности // *Информатика и автоматизация*. 2021. Т. 2, вып. 20. С. 371–406. doi: 10.15622/ia.2021.20.2.5
25. Zarezadeh S., Ashrafi S., Asadi M. Network Reliability Modeling Based on a Geometric Counting Process // *Mathematics*. 2018. Vol. 6, № 10. Art. № 197. doi: 10.3390/math6100197
26. Статистическая модель оценки надежности систем неразрушающего контроля на основе решения обратных задач / А. Е. Александров, С. П. Борисов, Л. В. Бунина, С. С. Быковский, И. В. Степанова, А. П. Титов // *Российский технологический журн.* 2023. Т. 11, № 3. С. 56–69. doi: 10.32362/2500-316X-2023-11-3-56-69
27. Батенков К. А. Анализ и синтез структур сетей связи методом перебора состояний // *Вестн. СПбУ. Сер. 10. Прикладная математика. Информатика. Процессы управления*. 2022. Т. 18, № 3. С. 300–315. doi: 10.21638/11701/spbu10.2022.301
28. Kuo W., Wan R. Recent Advances in Optimal Reliability Allocation // *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. Pt. A. IEEE Trans.* 2007. Vol. 37, № 2. P. 143–156. doi: 10.1109/TSMCA.2006.889476
29. Payette M., Abdul-Nour G. Machine Learning Applications for Reliability Engineering: A Review // *Sustainability*. 2023. Vol. 15, № 7. Art. № 6270. doi: 10.3390/su15076270
30. Misra K. B. Handbook of Performability Engineering. London: Springer Verlag, 2008. 1316 p. doi: 10.1007/978-1-84800-131-2
31. Konak A., Smith A. E. Network Reliability Optimization / Ed. by M. G. C. Resende, P. M. Pardalos. Handbook of Optimization in Telecommunications. Boston, MA: Springer, 2006. P. 735–760. doi: 10.1007/978-0-387-30165-5_26
32. Батенков К. А., Батенков А. А. Анализ и синтез структур сетей связи по детерминированным показателям устойчивости // *Тр. СПИИРАН*. 2018. № 58 (3). С. 128–159. doi: 10.15622/sp.58.6
33. Garg H., Ram M. Reliability Management and Engineering: Challenges and Future Trends (1st ed.). Boca Raton: CRC Press, 2020. 300 p. doi: 10.1201/9780429268922

34. Батенков К. А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний // Тр. СПИИРАН. 2019. № 5 (18). С. 1093–1118. doi: 10.15622/sp.2019.18.5.1093-1118

35. Батенков К. А., Фокин А. Б. Анализ структурной надежности сетей связи с механизмами защитного переключения для одного защищаемого и одного резервного участков // Российский технологический журн. 2024. Т. 12, № 2. С. 39–47. doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-2-39-47

36. Iglesias R., Pascual-Ortigosa P., Sáenz-de-Cabezón E. An Algebraic Version of the Sum-of-disjoint-products Method for Multi-state System Reliability Analysis // Proc. Int. Symp. Symbolic and Algebraic Computation (ISSAC '22), Villeneuve-d'Ascq,

France, 4–7 July 2022. Association for Computing Machinery, 2022. P. 509–516. doi: 10.1145/3476446.3535472

37. Adaptive Monte Carlo methods for estimating rare events in power grids / J. Chan, R. Paredes, I. Papaioannou, L. Duenas-Osorio, D. Straub // TechRxiv. 2024. P. 1–10. doi: 10.36227/techrxiv.170654653.30299222/v1

38. Beheshti Nezhad H., Miri M., Ghasemi M. R. New neural network-based response surface method for reliability analysis of structures // Neural Computing and Applications. 2019. Vol. 31. P. 777–791. doi: 10.1007/s00521-017-3109-2

39. Pabst S., Nam Y. A Quantum Algorithm for Network Reliability. URL: <https://arxiv.org/pdf/2203.10201> (дата обращения 29.04.2025)

Информация об авторе

Батенков Кирилл Александрович – доктор технических наук (2016), профессор (2023), профессор кафедры прикладной математики МИРЭА – Российского технологического университета. Автор 304 научных работ. Сфера научных интересов – оценка качества; сети связи; теория сигналов; теория телетрафика; графы. Адрес: МИРЭА – Российский технологический университет, пр. Вернадского, д. 78, Москва, 119454, Россия E-mail: pustur@yandex.ru <https://orcid.org/0000-0001-6083-1242>

References

1. Oszczywała M., Ziółkowski J., Małachowski J. Reliability Analysis of Military Vehicles Based on Censored Failures Data. Appl. Sci. 2022, vol. 12, no. 5, art. no. 2622. doi: 10.3390/app12052622

2. Zhang Q., Tang N., Fu X., Peng H., Bo C., Wang C. A Multi-Scale Attention Mechanism Based Adversarial Neural Network Strategy for Bearing Fault Diagnosis. Actuators. 2023, vol. 12, no. 5, art. no. 188. doi: 10.3390/act12050188

3. Donath L. E., Mircea G., Neamtu M., Noja G. G., Sirghi N. The Effect of Network Delay and Contagion on Mobile Banking Users: A Dynamical Analysis. Mathematics. 2024, vol. 12, no. 22, art. no. 3493. doi: 10.3390/math12223493

4. Yan J., Sui Y., Dai T. A Particle Swarm Optimization-Based Ensemble Broad Learning System for Intelligent Fault Diagnosis in Safety-Critical Energy Systems with High-Dimensional Small Samples. Mathematics. 2025, vol. 13, no. 5, art. no. 797. doi: 10.3390/math13050797

5. Mahbub K., Nehme A., Patwary M., Lacoste M., Allio S. FIVADMI: A Framework for In-Vehicle Anomaly Detection by Monitoring and Isolation. Future Internet. 2024, vol. 16, no. 8, art. no. 288. doi: 10.3390/fi16080288

6. Koo B., Bae J., Kim S., Park K., Kim H. Test Case Generation Method for Increasing Software Reliability in Safety-Critical Embedded Systems. Electronics. 2020, vol. 9, no. 5, art. no. 797. doi: 10.3390/electronics9050797

7. Xu W., Ma D. A Framework for Model and Verification of Safety-Critical Operating System Based on ARINC653. Electronics. 2021, vol. 10, no. 16, art. no. 1934. doi: 10.3390/electronics10161934

8. Si D., Jiang B., Xia Q., Li T., Wang X., Liu J. Cyber Potential Metaphorical Map Method Based on GMap. ISPRS Int. J. of Geo-Information. 2025, vol. 14, no. 2, art. no. 46. doi: 10.3390/ijgi14020046

9. Zang T., Tong X., Li C., Gong Y., Su R., Zhou B. Research and Prospect of Defense for Integrated Energy Cyber-Physical Systems Against Deliberate Attacks. Energies. 2025, vol. 18, no. 6, art. no. 1479. doi: 10.3390/en18061479

10. Zhang W., Zhang G., Dong F., Xie Z., Bian D. Capacity Model and Constraints Analysis for Integrated Remote Wireless Sensor and Satellite Network in Emergency Scenarios. Sensors. 2015, vol. 15, no. 11, pp. 29036–29055. doi: 10.3390/s151129036

11. Shikha Sh., Meghana K. M., Manjunath C. R., Santosh N. Comparison of Wireless Network Over Wired Network and Its Type. Int. J. of Research – Granthaalayah. RACSIT-17. 2017, vol. 5, no. 4, pp. 14–20. doi: 10.5281/zenodo.572289

12. Luo W., Zeng Y., Zheng X., Zha L., Cai W., Wang Q., Zhang J. System Design and Reliability Improvement of Wireless Sensor Network in Plant Factory Scenario. Agronomy. 2025, vol. 15, no. 3, art. no. 751. doi: 10.3390/agronomy15030751

13. Navarro-Ortiz J., Ramos-Munoz J. J., Delgado-Ferro F., Canellas F., Camps-Mur D., Emami A., Falaki H. Combining 5G New Radio, Wi-Fi, and LiFi for Industry 4.0: Performance Evaluation. *Sensors*. 2024, vol. 24, no. 18, art. no. 6022.
doi: 10.3390/s24186022
14. Othman W. M., Ateya A. A., Nasr M. E., Muthanna A., ElAffendi M., Koucheryavy A., Hamdi A. Key Enabling Technologies for 6G: The Role of UAVs, Terahertz Communication, and Intelligent Reconfigurable Surfaces in Shaping the Future of Wireless Networks. *J. of Sensor and Actuator Networks*. 2025, vol. 14, no. 2, art. no. 30.
doi: 10.3390/jsan14020030
15. Vaibhav G., Om P. Y., Gunjan S., Ajay P. S. R. A Literature Review on Network Reliability Analysis and Its Engineering Applications. *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers Part O J. of Risk and Reliability*. 2021, vol. 235, no. 1, pp. 167–181.
doi: 10.1177/1748006X20962258
16. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. Digital Information Telecommunication Technologies. *Trudy SPIIRAN*. 2020, vol. 19, no. 3, pp. 644–673. (In Russ.)
doi: 10.15622/sp.2020.19.3.7
17. Shi H., Wang N., Liu Q. Calculation Method for Sortie Mission Reliability of Shipborne Unmanned Vehicle Group. *J. of Marine Science and Engineering*. 2024, vol. 12, no. 8, art. no. 1309.
doi: 10.3390/jmse12081309
18. Silva I., Guedes L. A., Portugal P., Vasques F. Reliability and Availability Evaluation of Wireless Sensor Networks for Industrial Applications. *Sensors*. 2012, vol. 12, no. 1, pp. 806–838.
doi: 10.3390/s120100806
19. Liang J., Zhao H., Xie S. A Method for Calculating the Reliability of 2-Separable Networks and Its Applications. *Axioms*. 2024, vol. 13, no. 7, art. no. 459.
doi: 10.3390/axioms13070459
20. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. Telecommunication Network Connectivity Probability Analysis Based on Independent Events Matrix. *Avtomatika i Telemekhanika*. 2023, no. 11, pp. 77–92. (In Russ.)
doi: 10.31857/S0005231023110053
21. Dong L., Zhao H., Lai H.-J. Local Optimality of Mixed Reliability for Several Classes of Networks with Fixed Sizes. *Axioms*. 2022, vol. 11, no. 3, art. no. 91.
doi: 10.3390/axioms11030091
22. Hao Y., Yao Y., Zhang Y., Zuo F. Reliability Analysis of Multi-Autonomous Underwater Vehicle Cooperative Systems Based on Fuzzy Control. *Photonics*. 2025, vol. 12, no. 4, art. no. 333.
doi: 10.3390/photonics12040333
23. Li F., Liu W., Gao W., Liu Y., Hu Y. Design and Reliability Analysis of a Novel Redundancy Topology Architecture. *Sensors*. 2022, vol. 22, no. 7, art. no. 2582.
doi: 10.3390/s22072582
24. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. Forming the Telecommunication Networks' Cross-Sections to Analyze the Latter Stability with Different Connectivity Measures. *Informatics and Automation*. 2021, vol. 2, iss. 20, pp. 371–406. (In Russ.)
doi: 10.15622/ia.2021.20.2.5
25. Zarezadeh S., Ashrafi S., Asadi M. Network Reliability Modeling Based on a Geometric Counting Process. *Mathematics*. 2018, vol. 6, no. 10, art. no. 197.
doi: 10.3390/math6100197
26. Alexandrov A. E., Borisov S. P., Bunina L. V., Bikovsky S. S., Stepanova I. V., Titov A. P. Statistical Model for Assessing the Reliability of Non-Destructive Testing Systems by Solving Inverse Problems. *Russ. Technological J.* 2023, vol. 11, no. 3, pp. 56–69. (In Russ.)
doi: 10.32362/2500-316X-2023-11-3-56-69
27. Batenkov K. A. Analysis and Synthesis of Communication Network Structures by State Enumeration Method. *Vestnik Sankt Peterburgskogo Universiteta. Seriya 10. Prikladnaya Matematika. Informatika. Protsessy Upravleniya*. 2022, vol. 18, no. 3, pp. 300–315. (In Russ.)
doi: 10.21638/11701/spbu10.2022.301
28. Kuo W., Wan R. Recent Advances in Optimal Reliability Allocation. *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. Part A. IEEE Trans.* 2007, vol. 37, no. 2, pp. 143–156.
doi: 10.1109/TSMCA.2006.889476
29. Payette M., Abdul-Nour G. Machine Learning Applications for Reliability Engineering: A Review. *Sustainability*. 2023, vol. 15, no. 7, art. no. 6270.
doi: 10.3390/su15076270
30. Misra K. B. Handbook of Performability Engineering. London, Springer Verlag, 2008, 1316 p.
doi: 10.1007/978-1-84800-131-2
31. Konak A., Smith A. E. Network Reliability Optimization. Ed. by M. G. C. Resende, P. M. Pardalos. *Handbook of Optimization in Telecommunications*. Boston, MA, Springer, 2006, pp. 735–760.
doi: 10.1007/978-0-387-30165-5_26
32. Batenkov K. A., Batenkov A. A. Analysis and Synthesis of Communication Network Structures According to the Determined Stability Indicators. *Trudy SPIIRAN*. 2018, no. 58 (3), pp. 128–159. (In Russ.)
doi: 10.15622/sp.58.6
33. Garg H., Ram M. Reliability Management and Engineering: Challenges and Future Trends (1st ed.). Boca Raton, CRC Press, 2020, 300 p.
doi: 10.1201/9780429268922
34. Batenkov K. A. Accurate and boundary Estimate of Communication Network Connectivity Probability Based on Model State Complete Enumeration Method. *Trudy SPIIRAN*. 2019, no. 5 (18), pp. 1093–1118. (In Russ.)
doi: 10.15622/sp.2019.18.5.1093-1118
35. Batenkov K. A., Fokin A. B. Analysis of the Structural Reliability of Communication Networks Supporting Protective Switching Mechanisms for One Protected Section and One Backup Section. *Russ. Technological J.* 2024, vol. 12, no. 2, pp. 39–47. (In Russ.)
doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-2-39-47

36. Iglesias R., Pascual-Ortigosa P., Sáenz-de-Cabezón E. An Algebraic Version of the Sum-of-disjoint-products Method for Multi-state System Reliability Analysis. Proc. Int. Symp. Symbolic and Algebraic Computation (ISSAC '22), Villeneuve-d'Ascq, France, 4–7 July 2022. Association for Computing Machinery, 2022, pp. 509–516.

doi: 10.1145/3476446.3535472

37. Chan J., Paredes R., Papaioannou I., Duenas-Osorio L., Straub D. Adaptive Monte Carlo Methods

for Estimating Rare Events in Power Grids. TechRxiv. 2024, pp. 1–10.

doi: 10.36227/techrxiv.170654653.30299222/v1

38. Beheshti Nezhad H., Miri M., Ghasemi M. R. New Neural Network-Based Response Surface Method for Reliability Analysis of Structures. Neural Computing and Applications. 2019, vol. 31, pp. 777–791.

doi: 10.1007/s00521-017-3109-2

39. Pabst S., Nam Y. A Quantum Algorithm for Network Reliability. Available at: <https://arxiv.org/pdf/2203.10201> (accessed 29.04.2025)

Information about the author

Kirill A. Batenkov, Dr Sci. (Eng.) (2016), Professor (2023), Professor of the Department of Applied Mathematics of MIREA – Russian Technological University. The author of 304 scientific publications. Area of expertise: quality assessment; communication networks; signal theory; telegraphy theory; graphs.

Address: MIREA – Russian Technological University, 78, Vernadsky Ave., Moscow 119454, Russia

E-mail: pustur@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6083-1242>

Моделирование вибраций круговых цилиндрических оболочек радиоэлектронных средств

Н. К. Юрков[✉], Е. А. Данилова, И. И. Кочегаров, Н. В. Горячев, А. В. Лысенко

Пензенский государственный университет, Пенза, Россия

[✉] yurkov_nk@mail.ru

Аннотация

Введение. Одним из подходов к анализу сложных конструкций радиоэлектронных средств является подход, основанный на построении конечно-разностных моделей нестационарных процессов в конструктивных элементах. Цель создания подобного рода моделей – получение удобного и простого в использовании алгоритма расчета основных прочностных характеристик объекта, таких, как перемещения, деформации и напряжения. Основой для разработки алгоритма служит взаимосвязь между физическими моделями, представленными в виде дискретных структур, и их расчетными схемами. Поскольку основные конструктивные элементы радиоэлектронных средств отличаются значительным превышением двух координат (ширина, высота) над толщиной, процесс расчета связан с определенными трудностями, выраженными в значительном объеме вычислений при равных шагах дискретизации по всем координатам либо в снижении точности расчетов при различных значениях шага.

Цель работы. Исследование и разработка подхода к прочностной оценке круговых цилиндрических оболочек при динамических внешних воздействиях.

Материалы и методы. Использование метода конечных разностей позволяет осуществить переход от уравнений динамического равновесия в дифференциальной форме к разностной форме.

Результаты. Предложена методика расчета напряженно-деформированного состояния оболочки с использованием конечно-разностных моделей. Полученная явная разностная схема позволяет изменять граничные и начальные условия, а следовательно, автоматизировать процесс вычислений. На конкретном примере рассмотрена реализация предложенной методики для случая непрерывно действующей пульсирующей цилиндрической волны, деформирующей оболочку.

Заключение. Показано, что предложенная методика позволит в дальнейшем проводить анализ сложных конструкций за счет совершенствования расчетных моделей и включения дополнительных условий и характеристик, а также может стать основой для проектирования модулей инженерных расчетов радиоэлектронных средств.

Ключевые слова: математическое моделирование, перемещения, оболочка, разностная схема, теория упругости, динамическое воздействие, переменные напряжения, перемещения

Для цитирования: Моделирование вибраций круговых цилиндрических оболочек радиоэлектронных средств / Н. К. Юрков, Е. А. Данилова, И. И. Кочегаров, Н. В. Горячев, А. В. Лысенко // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 71–79.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-71-79

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.05.2025; принята к публикации после рецензирования 08.07.2025; опубликована онлайн 29.12.2025



Simulation of Circular Cylindrical Shell Vibrations in Radioelectronic Equipment

Nikolay K. Yurkov[✉], Evgeniya A. Danilova,
Igor I. Kochegarov, Nikolay V. Goryachev, Alexey V. Lysenko

Penza State University, Penza, Russia

[✉] yurkov_nk@mail.ru

Abstract

Introduction. One approach to the analysis of complex structures of radioelectronic equipment is based on the construction of finite-difference models of non-stationary processes in structural elements. Such models are aimed at obtaining a convenient and easy-to-use algorithm for calculating the main strength characteristics of an object, such as displacements, deformations, and stresses. The basis for developing such an algorithm is the relationship between physical models presented in the form of discrete structures and their calculation schemes. Since the main structural elements of radioelectronic equipment are distinguished by a significant excess of two coordinates (width and height) over thickness, the calculation process is associated with certain difficulties. These are expressed in a significant volume of calculations with equal discretization steps for all coordinates, or in a decrease in the accuracy of calculations with different step values.

Aim. Research and development of an approach to strength assessment of circular cylindrical shells under dynamic external disturbances.

Materials and methods. The finite difference method was used to transfer from the equations of dynamic equilibrium in differential form to those in difference form.

Results. A method for calculating the stress–strain state of a shell using finite difference models is proposed. The resulting explicit difference scheme allows changing the boundary and initial conditions, thus enabling automatization of the calculation process. A specific example is used to consider the implementation of the proposed method for the case of a continuously acting pulsating cylindrical wave deforming the shell.

Conclusion. Future research can use the proposed method to analyze complex structures by improving the calculation models and including additional conditions and characteristics, thereby forming the basis for designing modules for engineering calculations of radioelectronic equipment.

Keywords: mathematical simulation, displacements, shell, difference scheme, theory of elasticity, dynamic action, alternating stresses, displacements

For citation: Yurkov N. K., Danilova E. A., Kochegarov I. I., Goryachev N. V., Lysenko A. V. Simulation of Circular Cylindrical Shell Vibrations in Radioelectronic Equipment. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 71–79.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-71-79

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 19.05.2025; accepted 08.07.2025; published online 29.12.2025

Введение. Вопросам динамического расчета оболочек посвящено небольшое количество специальной литературы. В основном в этих работах рассматриваются свободные колебания замкнутых оболочек, металлических труб и т. д. [1, 2].

При проектировании радиоэлектронных средств важными являются вопросы прочности конструкции при действии внешних механических воздействий. Анализ отклика конструкции в целом и ее составных частей позволяет на этапе проектирования вносить изменения в изделие для предотвращения разрушения и отка-

за на этапе эксплуатации [3–8]. В статье рассмотрены некоторые вопросы прочностного расчета на примере круговых цилиндрических оболочек, находящихся под воздействием периодических внешних возмущений.

Материалы и методы. Как правило, статический и динамический расчет оболочек строится либо на прямом интегрировании известных дифференциальных уравнений теории упругости, либо на применении вариационных методов [1, 2, 9].

При разработке алгоритма и методики автоматизированного расчета появляется необходимость

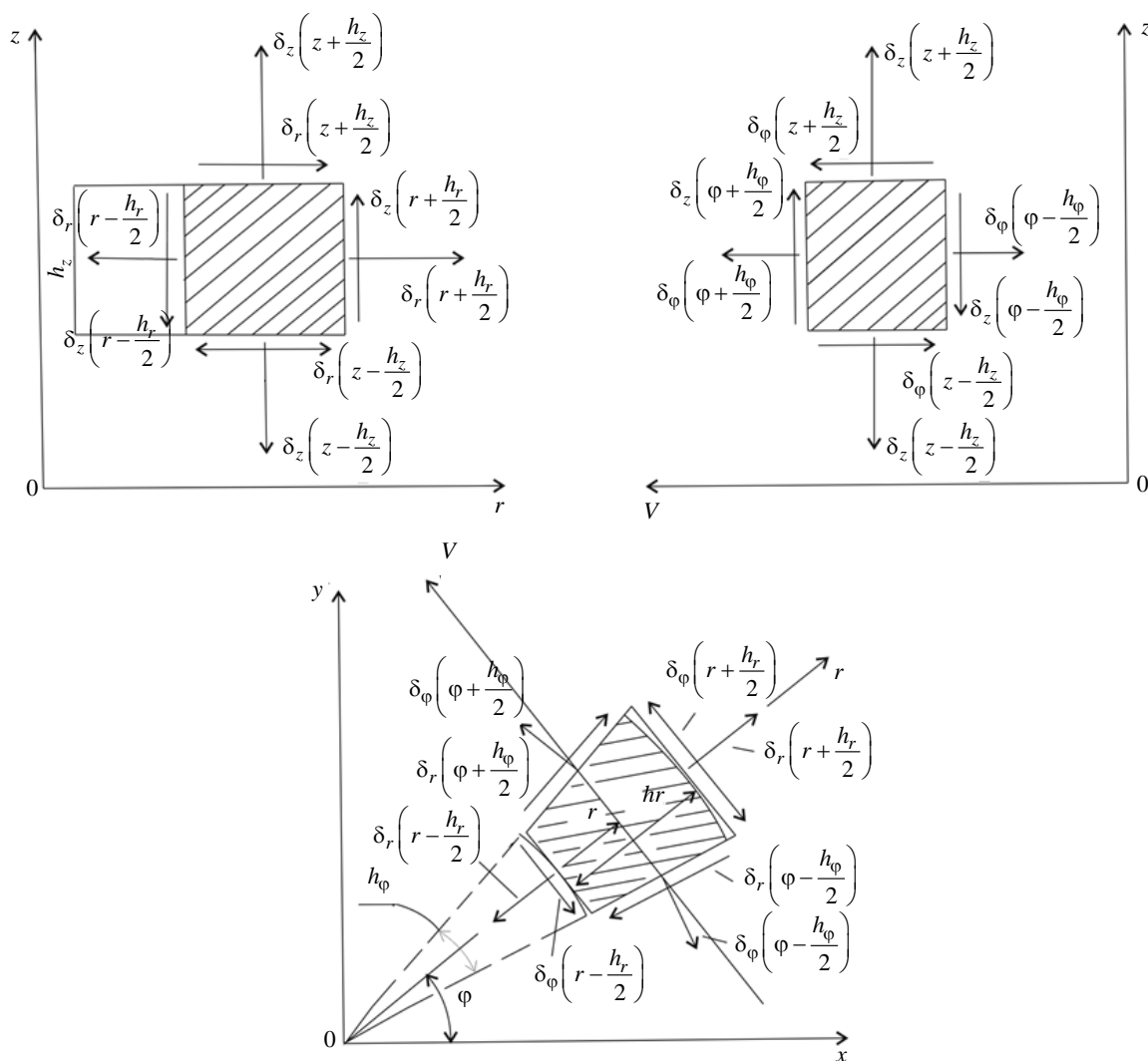


Рис. 1. Схема составления уравнений равновесия
 Fig. 1. Scheme of composition of equilibrium equations

выбора численного метода решения задачи. В таких случаях удобно использовать метод конечных разностей, основанный на замене частных производных, входящих в дифференциальные уравнения равновесия, их разностными аналогами [10].

В описываемой работе исходные уравнения динамического равновесия выведены из физических представлений непосредственно в разностной форме.

Такой подход позволяет более полно учесть свойства, связанные с геометрией конечного элемента, и дает возможность точнее аппроксимировать напряженно-деформированное состояние упругого тела.

Рассмотрим круговую цилиндрическую оболочку с внутренним радиусом e и внешним радиусом f . Материал оболочки изотропен, например сталь.

В цилиндрической системе координат r, ϕ, z выделим конечный элемент из стенки оболочки (рис. 1) и все силы, действующие на элемент, спроектируем на направление радиуса r , перпендикуляр к радиусу V и на ось z с учетом инерционной составляющей.

Получим 3 уравнения динамического равновесия в конечно-разностной форме в напряжениях:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{h_r} \left[\sigma_r \left(r + \frac{h_r}{2} \right) - \sigma_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\ & + \frac{1}{2r} \left[\sigma_r \left(r + \frac{h_r}{2} \right) + \sigma_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] - \\ & - \frac{1}{2r} \left[\sigma_\phi \left(\phi + \frac{h_\phi}{2} \right) + \sigma_\phi \left(\phi - \frac{h_\phi}{2} \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2r \operatorname{tg} \frac{h_\varphi}{2}} \left[\sigma_r \left(\varphi + \frac{h_\varphi}{2} \right) - \sigma_r \left(\varphi - \frac{h_\varphi}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{h_z} \left[\sigma_r \left(z + \frac{h_z}{2} \right) - \sigma_r \left(z - \frac{h_z}{2} \right) \right] = \rho a_r; \\
 & \frac{1}{2r \operatorname{tg} \frac{h_\varphi}{2}} \left[\sigma_\varphi \left(\varphi + \frac{h_\varphi}{2} \right) - \sigma_\varphi \left(\varphi - \frac{h_\varphi}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{2r} \left[\sigma_r \left(\varphi + \frac{h_\varphi}{2} \right) + \sigma_r \left(\varphi - \frac{h_\varphi}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{2r} \left[\sigma_\varphi \left(r + \frac{h_r}{2} \right) + \sigma_\varphi \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{h_r} \left[\sigma_\varphi \left(r + \frac{h_r}{2} \right) - \sigma_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{h_z} \left[\sigma_\varphi \left(z + \frac{h_z}{2} \right) - \sigma_\varphi \left(z - \frac{h_z}{2} \right) \right] = \rho a_V; \\
 & \frac{1}{h_z} \left[\sigma_z \left(z + \frac{h_z}{2} \right) - \sigma_z \left(z - \frac{h_z}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{h_r} \left[\sigma_z \left(r + \frac{h_r}{2} \right) - \sigma_z \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{2r} \left[\sigma_z \left(r + \frac{h_r}{2} \right) + \sigma_z \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{2r \sin \frac{h_\varphi}{2}} \left[\sigma_z \left(\varphi + \frac{h_\varphi}{2} \right) - \sigma_z \left(\varphi - \frac{h_\varphi}{2} \right) \right] = \rho a_z,
 \end{aligned} \tag{1}$$

где σ_{ii} – нормальные напряжения; σ_{ij} – касательные напряжения; h_r, h_φ, h_z – размеры элемента (в дальнейшем – координатные шаги сетки на рис. 2); a_r, a_V, a_z – проекции ускорения на направления r, V и z соответственно; r – радиус; ρ – плотность вещества.

По внутренней поверхности оболочки моделируется непрерывно действующая цилиндрическая волна деформаций, пульсирующая по закону $u_r = U_0 \sin \omega t$, где u_r – перемещения точек в направлении радиуса; $U_0 = 10$ мкм; ω – частота внешних возмущений (выбирается близкой частоте собственных колебаний оболочки на первой гармонике).

Подобный характер нагружения позволяет свести задачу к одномерной. Из трех уравнений системы (1) остается первое, которое имеет вид

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{h_r} \left[\sigma_r \left(r + \frac{h_r}{2} \right) - \sigma_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{2r} \left[\sigma_r \left(r + \frac{h_r}{2} \right) + \sigma_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) \right] - \\
 & - \frac{1}{2r} \left[\sigma_\varphi \left(\varphi + \frac{h_\varphi}{2} \right) + \sigma_\varphi \left(\varphi - \frac{h_\varphi}{2} \right) \right] = \rho a_r. \tag{2}
 \end{aligned}$$

Для проведения вычислений и с учетом характера граничных условий данный алгоритм удобнее представить в перемещениях.

Выражения напряжений через деформации можно записать для данного случая следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \sigma_{rr} &= (\lambda + 2\mu) \varepsilon_{rr} + \lambda \varepsilon_{\varphi\varphi}; \\
 \sigma_{\varphi\varphi} &= (\lambda + 2\mu) \varepsilon_{\varphi\varphi} + \lambda \varepsilon_{rr},
 \end{aligned} \tag{3}$$

где λ и μ – постоянные Ламе; $\varepsilon_{rr}, \varepsilon_{\varphi\varphi}$ – относительные деформации конечного элемента в направлениях r и V , отнесенные к центру его граней (точки a, b, c, d на рис. 2).

Деформации центров граней можно выразить через перемещения окружающих узлов, например (рис. 2):

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_r \left(r + \frac{h_r}{2} \right) &= \frac{1}{h_r} \left[u_{(r+h_r)} - u_r \right]; \\
 \varepsilon_r \left(r - \frac{h_r}{2} \right) &= \frac{1}{h_r} \left[u_r - u_{(r-h_r)} \right].
 \end{aligned} \tag{4}$$

Подставив (4) в (3), а затем в (2) и представив правую часть (2) в виде

$$\rho a_r = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{\rho}{\tau^2} \left[u_{(t+\tau)} - 2u + u_{(t-\tau)} \right],$$

где τ – шаг по времени, после соответствующих преобразований получим искомый алгоритм счета в виде рекуррентного соотношения

$$\begin{aligned}
 u_{(t+\tau)} &= Au_{(r+hr),t} + Bu_{r,t} + \\
 & + Cu_{(r-hr),t} - u_{(t-\tau)},
 \end{aligned} \tag{5}$$

где безразмерные коэффициенты A, B, C имеют вид

$$\begin{aligned}
 A &= \left\{ \frac{\lambda + 2\mu}{h_r^2} \frac{2r + h_r}{2r} + \right. \\
 & \left. + \frac{\lambda}{2h_r} \left[\frac{2r + (h_r - r) \cos h_\varphi}{r(r + h_r) \cos h_\varphi} - \frac{1}{r} \right] \right\} \frac{\tau^2}{\rho};
 \end{aligned}$$

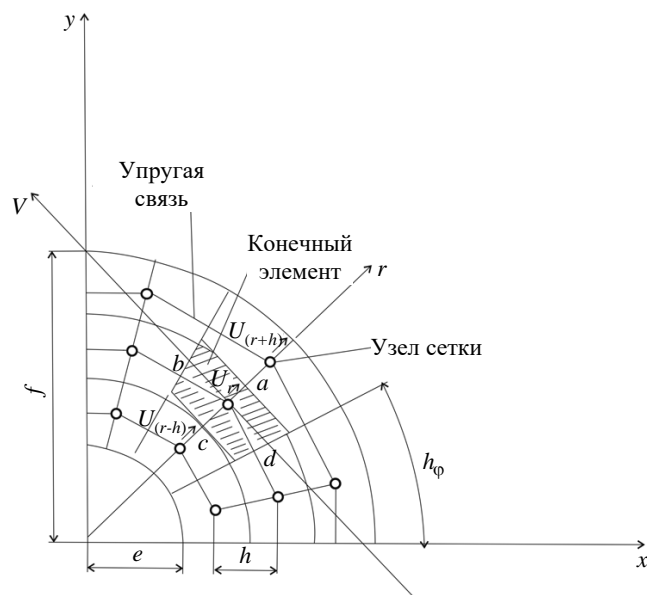


Рис. 2. Модель-сетка оболочки

Fig. 2. Shellmeshmodel

$$B = \left[-\frac{\lambda + 2\mu}{h_r^2} \frac{r^2 + h_r^2}{r^2} \frac{\tau^2}{\rho} \right] - 2;$$

$$C = \left\{ \frac{\lambda + 2\mu}{h_r^2} \frac{2r - h_r}{2r} + \frac{\lambda}{2h_r} \left[\frac{-2r + (h_r + r) \cos h_\phi}{r(r - h_r) \cos h_\phi} + \frac{1}{r} \right] \right\} \frac{\tau^2}{\rho}.$$

Соотношение (5) с учетом граничных и начальных условий представляет собой явную разностную схему, которая весьма удобна при реализации решения на любом языке программирования: она проста, обеспечивает минимально возможный объем вычислений, позволяет просто вводить начальные и граничные условия [11] и дает возможность легко организовать вычислительный процесс [12].

Однако при использовании явной схемы для решения задачи возникает вопрос о ее устойчивости и о том, какими критериями пользоваться, чтобы получить устойчивую разностную схему.

В описываемой работе исследована возможность применения критерия так называемого динамического упреждения к разностным уравнениям с переменными коэффициентами (5). Суть критерия заключается в том, что "скорость расчета" по разностной схеме, выражаемая соотношением h/τ , принимается большей или равной скорости распространения упругих волн в дан-

ной среде. Отношение h/τ определяет максимальную скорость распространения возмущений, которую может обеспечить явная схема. Поэтому условно ее называют "скоростью расчета".

Результаты. Решение проводилось для оболочки с размерами $e = 18 \cdot 10^{-3}$ м; $f = 42 \cdot 10^{-3}$ м. Шаги сетки по координатам $h_r = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $h_\phi = 15^\circ$ (рис. 2). Физические свойства материалов соответствуют коррозионно-стойкой стали. Шаг по времени выбирался исходя из вышеуказанного критерия: скорость цилиндрических волн расширения в упругой среде определяется формулой [13]

$$c_1 = \sqrt{\frac{\lambda + 2\mu}{\rho}};$$

при известных λ , ρ и μ для стали получаем

$$c_1 = 5852 \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

Положим, что $c_1^2 = v_p^2$, где v_p – "скорость расчета"; тогда $c_1^2/v_p^2 = K = 1$, откуда найдем шаг по времени $\tau = 0.34153$ мкс.

Поскольку частота внешних возмущений ω близка к частоте собственных колебаний, период в первом приближении можно определить из формулы: $T = 2l/c_1$, где l – толщина оболочки [14, 15].

При $l = 24 \cdot 10^{-3}$ м получаем $T = 0.082051 \cdot 10^{-4}$ с.

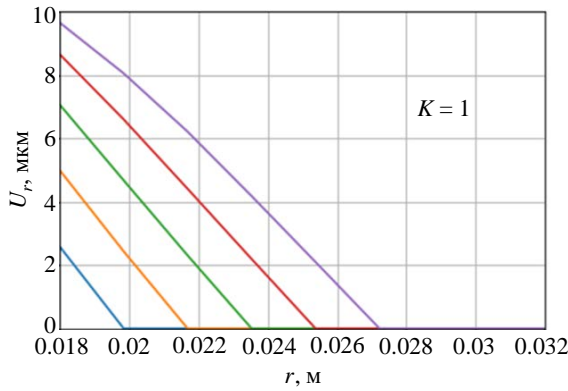


Рис. 3. Устойчивое решение
 Fig. 3. Sustainable solution

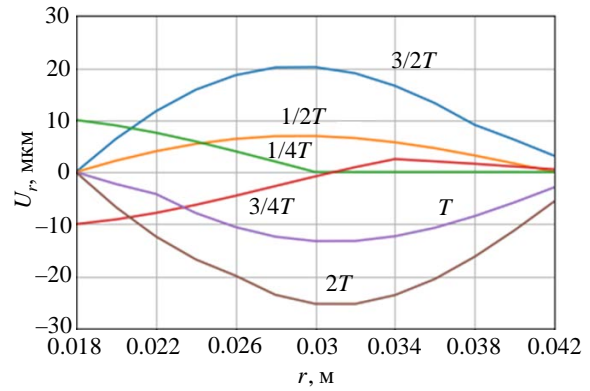


Рис. 6. Радиальные перемещения
 Fig. 6. Radial movements

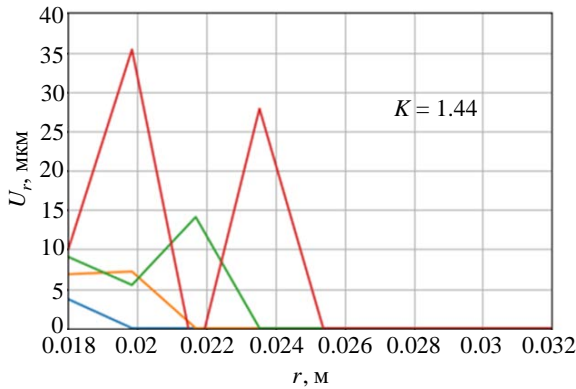


Рис. 4. Неустойчивое решение
 Fig. 4. Unstable solution

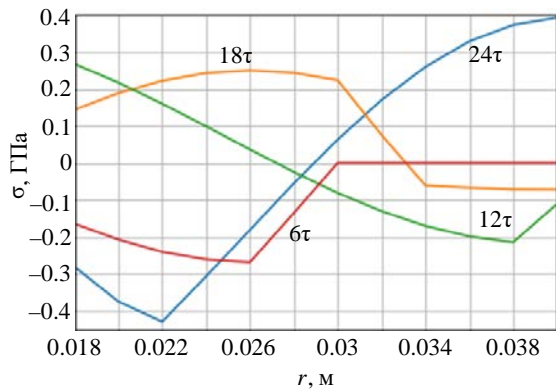


Рис. 7. Переменные напряжения
 Fig. 7. Variable stresses

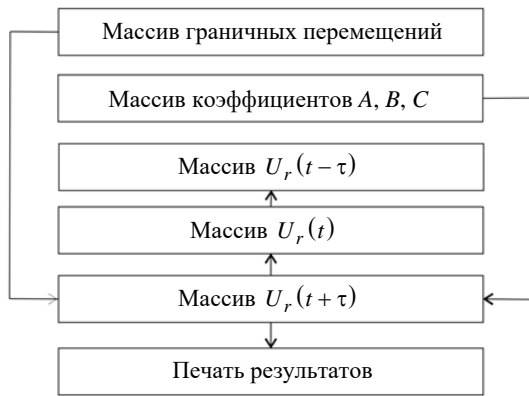


Рис. 5. Укрупненный алгоритм реализации
 Fig. 5. Extended implementation algorithm

Циклическая частота колебаний при этом составит $f_{ц} = 120$ кГц, а угловая частота $\omega = 766\,000$ рад/с.

При полученном τ на весь период приходится $T/\tau = 24$ шага по времени, т. е. 6τ на $1/4$ периода.

Как видно из рис. 3, решение при таком соотношении скоростей получилось устойчивым. Примем $c_1^2 > v_p^2$, для чего возьмем на четверть

периода колебаний 5 шагов по времени. Это дает $\tau = 0.4103$ мкс. При этом отношение c_1^2/v_p^2 становится больше единицы: $K = 1.44$. На рис. 4 приведено решение для $K = 1.44$, из которого видно, что уже в третьем шаге вычислений по времени решение становится неустойчивым.

Весь расчет был произведен на 2 периода колебаний. Укрупненный алгоритм программы представлен на рис. 5.

На рис. 6 представлены графики радиальных перемещений, из которых видно, что синусоидальные волны внешней нагрузки возбуждают в оболочке низкочастотную резонансную волну (так как близка к частоте собственных колебаний), амплитуда которой растет в расширяющейся области. Все это совпадает с теоретическими выводами работы [9].

На рис. 7 представлен процесс возникновения и развития переменных радиальных напряжений в цилиндрической оболочке для моментов времени, равных $1/4$ периода, $1/2$ пе-

риода, $3/4$ периода и 1 периоду. Для вычисления напряжений использовались значения перемещений из рис. 6.

Заключение. Используемые соотношения можно перенести на реальные радиоэлектронные блоки с толщиной стенок, меньшей диаметра цилиндра. Полученные решения позволяют рассчитывать нестационарные процессы в круговых цилиндрических оболочках и та-

ким образом оценить вибропрочность на стадии проектирования изделия. Разработанная методика позволит в дальнейшем проводить анализ сложных конструкций за счет совершенствования расчетных моделей и включения дополнительных условий и характеристик, а также стать основой для проектирования модулей инженерных расчетов радиоэлектронных средств.

Авторский вклад

Юрков Николай Кондратьевич – постановка задачи; руководство научным исследованием.
Данилова Евгения Анатольевна – программная реализация методики; подготовка экспериментальных данных.
Кочегаров Игорь Иванович – разработка алгоритма; проведение численных экспериментов.
Горячев Николай Владимирович – подбор и корректировка начальных и граничных условий.
Лысенко Алексей Владимирович – анализ результатов; написание статьи.

Author's contribution

Nikolay K. Yurkov, problem statement; leadership of scientific research.
Evgeniya A. Danilova, software implementation of the methodology; verification of experimental data.
Igor I. Kochegarov, algorithm development; experimental formulation of the problem.
Nikolay V. Goryachev, selection and correction of initial and boundary conditions.
Alexey V. Lysenko, analysis of the results; writing an article.

Список литературы

1. Ониашвили О. Д. Некоторые динамические задачи теории оболочек. М.: Изд-во АН СССР, 1957. 195 с.
2. Динамика и устойчивость сооружений: учеб. / В. В. Болотин, А. Н. Виноградов, Ю. Н. Горшков и др.; под ред. Ю. Н. Горшкова. М.: АСВ, 2017. 171 с.
3. Методы обнаружения и локализации латентных технологических дефектов бортовой радиоэлектронной аппаратуры / Н. К. Юрков, В. Б. Алмаметов, А. В. Загылкин, А. В. Григорьев, И. И. Кочегаров; Пензенский гос. ун-т. Пенза, 2013. 184 с.
4. Методы автоматизированного синтеза компоновки блоков бортовой РЭС / С. И. Фролов, В. А. Трусов, Г. В. Таньков, Е. А. Данилова, Н. К. Юрков // Тр. междунар. симп. "Надежность и качество". 2018. Т. 2. С. 334–335.
5. Юрков Н. К., Михайлов В. С. Анализ возможностей по снижению объема испытаний на надежность // Надежность и качество сложных систем. 2019. № 4 (28). С. 149–156. doi: 10.21685/2307-4205-2019-4-17
6. Фролов С. И., Данилова Е. А., Кочегаров И. И. Компоновка безрезонансных блоков БРЭС с использованием двухслойных печатных плат с жесткой основой // Надежность и качество сложных систем. 2024. № 3. С. 73–81. doi: 10.21685/2307-4205-2024-3-8
7. К вопросу моделирования собственных частот колебаний многогранных призм безрезонансных конструкций бортовых радиоэлектронных средств / С. И. Фролов, Е. А. Данилова, В. А. Трусов, И. И. Кочегаров, Н. К. Юрков // Вестн. Рязанского гос. радиотехн. ун-та. 2022. № 80. С. 151–162. doi: 10.21667/1995-4565-2022-80-151-162
8. Разработка методов проектирования безрезонансных тонкостенных цилиндрических конструкций бортовых радиоэлектронных систем / С. И. Фролов, Е. А. Данилова, Г. В. Таньков, И. И. Кочегаров, А. В. Лысенко // Надежность и качество сложных систем. 2022. № 2. С. 14–24. doi:10.21685/2307-4205-2022-2-2
9. Баженов В. А., Потапов В. И., Филатов И. А. Устойчивость и посткритическое поведение упругих систем. М.: АСВ, 2019. 322 с.
10. Методы решения задач упругости и пластичности: сб. ст. / ГГУ им. Н. И. Лобачевского; под ред. А. Г. Угодчикова. 1969. Вып. 89. 312 с.
11. Маквецов Е. Н. Математические основы цифрового моделирования вибраций в радиоконструкциях // Вопр. проектирования специальных радиоэлектронных устройств. 1972. Вып. 2. 254 с.
12. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М.; Л.: Энергия, 1964. 592 с.
13. Слепян Л. И. Нестационарные упругие волны. Л.: Судостроение, 1972. 374 с.
14. Определение резонансных частот тонкостенных коробчатых конструкций бортовых радиоэлектронных средств методом конечных разностей / С. И. Фролов, Г. В. Таньков, И. И. Кочегаров, Е. А. Данилова, В. А. Трусов // Тр. междунар. симп. "Надежность и качество". 2020. Т. 1. С. 120–123.
15. Разработка методики определения резонансных частот тонкостенных цилиндрических конструкций бортовых радиоэлектронных средств / С. И. Фролов, Е. А. Данилова, Г. В. Таньков, И. И. Кочегаров, А. В. Григорьев // Надежность и качество сложных систем. 2021. № 1 (33). С. 102–113. doi: 10.21685/2307-4205-2021-1-10

Информация об авторах

Юрков Николай Кондратьевич – доктор технических наук (2003), профессор (2001), заслуженный деятель науки РФ, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета. Автор 833 научных работ. Сфера научных интересов – системный анализ; технология производства аппаратуры.

Адрес: Пензенский государственный университет, ул. Красная, д. 40, Пенза, 440026, Россия

E-mail: yurkov_NK@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2425-3470>

Данилова Евгения Анатольевна – кандидат технических наук (2017), доцент (2023) кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета. Автор 158 научных работ. Сфера научных интересов – надежность радиоэлектронных средств; защита радиоэлектронных средств от внешних воздействий; численное моделирование.

Адрес: Пензенский государственный университет, ул. Красная, д. 40, Пенза, 440026, Россия

E-mail: siori@list.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4426-3668>

Кочегаров Игорь Иванович – кандидат технических наук (2005), доцент (2016) кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета. Автор 331 научной работы. Сфера научных интересов – информационные технологии проектирования; моделирование электронной аппаратуры; системный анализ; разработка встраиваемых систем.

Адрес: Пензенский государственный университет, ул. Красная, д. 40, Пенза, 440026, Россия

E-mail: kipra@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6821-5353>

Горячев Николай Владимирович – кандидат технических наук (2014), доцент (2023) кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета. Автор 248 научных работ. Сфера научных интересов – информационные технологии проектирования; тепловое моделирование электронной аппаратуры; разработка встраиваемых систем.

Адрес: Пензенский государственный университет, ул. Красная, д. 40, Пенза, 440026, Россия

E-mail: ra4foc@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5944-9636>

Лысенко Алексей Владимирович – кандидат технических наук (2014), доцент (2023) кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета. Автор 273 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование механических воздействий на радиоэлектронные средства; системный анализ; надежность электронных средств.

Адрес: Пензенский государственный университет, ул. Красная, д. 40, Пенза, 440026, Россия

E-mail: lysenko_av@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7324-0190>

References

1. Oniashvili O. D. *Nekotorye dinamicheskie zadachi teorii obolochek* [Some Dynamic Problems of Shell Theory]. Moscow, *Izd-vo AN SSSR*, 1957, 195 p. (In Russ.)
2. Bolotin V. V., Vinogradov A. N., Gorshkov Yu. N. et al. *Dinamika i ustoychivost' sooruzhenii: uchebnik* [Dynamics and Stability of Structures]. Moscow, ASV Publishing House, 2017, 171 p. (In Russ.)
3. Yurkov N. K., Almametov V. B., Zatylnik A. V., Grigor'ev A. V., Kochegarov I. I. *Metody obnaruzheniya i lokalizatsii latentnykh tekhnologicheskikh defektov bortovoi radio-elektronnoi apparatury* [Methods for Detecting and Localizing Latent Technological Defects in Onboard Radio-Electronic Equipment]. Penza, *Penzenskii gosudarstvennyi universitet*, 2013, 184 p. (In Russ.)
4. Frolov S. I., Trusov V. A., Tan'kov G. V., Danilova E. A., Yurkov N. K. *Metody avtomatizirovannogo sinteza komponovki blokov bortovoi RES* [Methods of Automated Synthesis of the Layout of Onboard RES Units]. Proc. of the Intern. Symp. "Reliability and Quality". 2018, vol. 2, pp. 334–335. (In Russ.)
5. Yurkov N. K., Mikhailov V. S. Analysis of Opportunities to Reduce the Amount of Reliability Tests. Reliability and Quality of Complex Systems. 2019, no. 4 (28), pp. 149–156. (In Russ.) doi: 10.21685/2307-4205-2019-4-17
6. Frolov S. I., Danilova E. A., Kochegarov I. I. The Layout of on-Board Electronic Systems without Resonant Blocks Using Double-Layer Printed Circuit Boards with a Rigid Base. Reliability and Quality of Complex Systems. 2024, no. 3, pp. 73–81. (In Russ.) doi: 10.21685/2307-4205-2024-3-8
7. Frolov S. I., Danilova E. A., Trusov V. A., Kochegarov I. I., Yurkov N. K. To the Question of Simulation of Natural Frequencies of Oscillations of Multifaced Prisms of Resonantless Structures of Onboard Radio-Electronic Equipment. *Vestnik of RSREU*. 2022, no. 80, pp. 151–162. doi: 10.21667/1995-4565-2022-80-151-162
8. Frolov S. I., Danilova E. A., Tankov G. V., Kochegarov I. I., Lysenko A. V. Development of Design Methods for Resonant Thin-Walled Cylindrical Structures of on-Board Electronic Systems. Reliability and Quality of Complex Systems. 2022, no. 2, pp. 14–24. (In Russ.)

doi:10.21685/2307-4205-2022-2-2

9. Bazhenov V. A., Potapov V. I., Filatov I. A. *Ustoichivost' i postkriticheskoe povedenie uprugikh sistem* [Stability and Postcritical Behavior of Elastic Systems]. Moscow, ASV Publishing House, 2019, 322 p. (In Russ.)

10. *Metody resheniya zadach uprugosti i plastichnosti* [Methods for Solving Elasticity and Plasticity Problems]. Collection of articles. Ed by A. G. Ugodchikova. *GGU im. N. I. Lobachevskogo*. 1969, vol. 89, 312 p. (In Russ.)

11. Makvetsov E. N. *Matematicheskie osnovy tsifrovogo modelirovaniya vibratsii v radiokonstruktsiyakh* [Mathematical Foundations of Digital Modeling of Vibrations in Radio Structures]. Design Issues of Special Electronic Devices. 1972, vol. 2, 254 p. (In Russ.)

12. Kagan B. M., Ter-Mikaelyan T. M. *Reshenie inzhenernykh zadach na tsifrovyykh vychislitel'nykh mashinakh* [Solving Engineering Problems on Digital Computers]. Moscow, Leningrad, *Energiya*, 1964, 592 p. (In Russ.)

13. Slepyan L. I. *Nestatsionarnye uprugie volny* [Unsteady Elastic Waves]. Leningrad, *Sudostroenie*, 1972, 374 p. (In Russ.)

14. Frolov S. I., Tan'kov G. V., Kochegarov I. I., Danilova E. A., Trusov V. A. *Opredelenie rezonansnykh chastot tonkostennykh korobchatykh konstruktivnykh raznostei* [Determination of Resonant Frequencies of Thin-Walled Box-Shaped Structures of Onboard Electronic Equipment Using the Finite Difference Method]. Proc. of the Intern. Symp. "Reliability and Quality". 2020, vol. 1, pp. 120–123. (In Russ.)

15. Frolov S. I., Danilova E. A., Tan'kov G. V., Kochegarov I. I., Grigor'ev A. V. Development of a Method for Determining the Resonant Frequencies of Thin-Walled Cylindrical Structures on-Board Electronic Equipment. Reliability and Quality of Complex Systems. 2021, no. 1 (33), pp. 102–113. (In Russ.)
doi: 10.21685/2307-4205-2021-1-10

Information about the authors

Nikolay K. Yurkov, Dr Sci. (2003), Professor (2001), Honored Scientist of the Russian Federation, Head of the Department of Design and Production of Radio Equipment of Penza State University. The author of 833 scientific publications. Area of expertise: systems analysis; radio equipment manufacturing technology.

Address: Penza State University, 40, Krasnaya St., Penza 440026, Russia

E-mail: yurkov_NK@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2425-3470>

Evgeniya A. Danilova, Cand. Sci. (2017), Associate Professor (2023) of the Department of Design and Production of Radio Equipment of Penza State University. The author of 158 scientific publications. Area of expertise: reliability of electronic equipment; protection of electronic equipment from external influences; numerical modeling.

Address: Penza State University, 40, Krasnaya St., Penza 440026, Russia

E-mail: siori@list.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4426-3668>

Igor I. Kochegarov, Cand. Sci. (2005), Associate Professor (2016) of the Department of Design and Production of Radio Equipment of Penza State University. The author of 331 scientific publications. Area of expertise: information technologies in design; electronic equipment modeling; systems analysis; embedded systems development.

Address: Penza State University, 40, Krasnaya St., Penza 440026, Russia

E-mail: kipra@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6821-5353>

Nikolay V. Goryachev, Cand. Sci. (2014), Associate Professor (2023) of the Department of Design and Production of Radio Equipment of Penza State University. The author of 248 scientific publications. Area of expertise: information technology in design; thermal electronic equipment modeling; embedded systems development.

Address: Penza State University, 40, Krasnaya St., Penza 440026, Russia

E-mail: ra4foc@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5944-9636>

Alexey V. Lysenko, Cand. Sci. (2014) and Associate Professor (2023) of the Department of Design and Production of Radio Equipment of Penza State University. The author of 273 scientific publications. Area of expertise: modeling of mechanical effects on electronic devices; systems analysis; reliability of electronic devices.

Address: Penza State University, 40, Krasnaya St., Penza 440026, Russia

E-mail: lysenko_av@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7324-0190>

Методика оценки помехоустойчивости микроконтроллеров к электромагнитному воздействию в ТЕМ-камере

В. А. Семенюк[✉], М. Е. Комнатнов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

[✉] valerii.a.semeniuk@tusur.ru

Аннотация

Введение. Традиционные подходы к оценке помехоустойчивости интегральных схем (ИС) сфокусированы на анализе сигналов, создаваемых на их выводах. Подобный подход не позволяет учесть возможное нарушение работы внутренних функциональных блоков ИС типа микроконтроллер (МК). В условиях эксплуатации МК подвергается воздействию внешних электромагнитных помех (ЭМП), способных нарушить его работу за счет изменения данных в памяти МК, что повышает риск отказа устройства в целом. Поэтому актуальна разработка новых методик для оценки помехоустойчивости МК, позволяющих локализовать места, уязвимые к воздействию ЭМП.

Цель работы. Разработка методики для комплексной оценки помехоустойчивости МК, включающей анализ генерируемых сигналов МК и оценку корректности работы его электрически стираемого программируемого постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) при воздействии ЭМП в ТЕМ-камере.

Материалы и методы. Описаны методика оценки помехоустойчивости МК к воздействию ЭМП в ТЕМ-камере, включающая анализ генерируемых сигналов на выводах МК, и алгоритм проверки целостности данных в ПЗУ. Методика позволяет локализовать изменения в памяти МК с использованием алгоритма проверки контрольных сумм.

Результаты. Экспериментальная оценка помехоустойчивости сигналов на выводах ИС показала отклонения амплитуды, фазы и частоты сигнала с широтно-импульсной модуляцией в 33, 35 и 93 % относительно исходных значений. Зафиксированы изменения в памяти МК при тактовой частоте 72 МГц и внешнем воздействии с уровнем 25 дБм на частотах 72 и 144 МГц. На частоте 72 МГц зарегистрировано изменение 40 % адресного пространства основной программы, при этом данные, записанные в ПЗУ, остались неизменными. Воздействие на частоте 144 МГц привело к изменению 42.68 % адресного пространства основной программы и практически полному стиранию записанных данных в ПЗУ. Установлено, что большинство изменений в ПЗУ наблюдается на основной и кратной ей частотах тактирования МК.

Заключение. Предложенная методика может быть эффективно использована при оценке помехоустойчивости различных МК в ТЕМ-камере.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, ТЕМ-камера, помехоустойчивость, микроконтроллер, постоянное запоминающее устройство

Для цитирования: Семенюк В. А., Комнатнов М. Е. Методика оценки помехоустойчивости микроконтроллеров к электромагнитному воздействию в ТЕМ-камере // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 80–89.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-80-89

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования: Исследование поддержано Российским научным фондом (проект №23-79-10165, <https://rscf.ru/project/23-79-10165/>).

Статья поступила в редакцию 23.05.2025; принята к публикации после рецензирования 09.10.2025; опубликована онлайн 29.12.2025

Methodology for Evaluating Microcontroller Susceptibility to Electromagnetic Influence in TEM Cell

Valerii A. Semeniuk[✉], Maxim E. Komnatnov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

[✉] valerii.a.semeniuk@tusur.ru

Abstract

Introduction. Conventional approaches to evaluating the electromagnetic interference (EMI) immunity of integrated circuits (ICs) focus on analyzing signals generated at their outputs. However, such methods fail to account for potential malfunctions in internal functional blocks, such as microcontrollers (MCUs). During operation, MCUs are exposed to external EMI, which can disrupt their functionality by altering data stored in their flash-memory, thereby increasing the risk of overall device failure. Consequently, there is a critical need to develop new methodologies for assessing MCU susceptibility and identifying EMI-vulnerable flash-memory locations.

Aim. To develop a comprehensive methodology for evaluating MCU susceptibility, encompassing analysis of generated signals and verification of flash-memory data integrity under EMI exposure in a TEM cell.

Materials and methods. A methodology for assessing MCU susceptibility in a TEM cell is described, including analysis of output signals and a data integrity verification algorithm for flash-memory. The approach localizes memory alterations using a checksum verification procedure.

Results. Experimental evaluation of IC signal susceptibility revealed deviations in the amplitude of the pulse-width modulated (PWM) signals, phase, and frequency of 33, 35, and 93 %, respectively, relative to baseline values. Flash-memory data corruption was observed at a clock frequency of 72 MHz under external EMI at 25 dBm (72 and 144 MHz). At 72 MHz, 40 % of the address space of the main program was modified, although the flash-memory retained its stored data. Exposure at 144 MHz altered 42.68 % of the address space and caused near-complete erasure of flash-memory data. Most flash-memory modifications occurred at the MCU's fundamental clock frequency and its harmonics.

Conclusion. The proposed TEM cell-based methodology for MCU susceptibility assessment, including flash-memory integrity testing, can be effectively applied to evaluate diverse MCUs.

Keywords: electromagnetic compatibility, TEM cell, susceptibility, microcontroller, flash-memory

For citation: Semeniuk V. A., Komnatnov M. E. Methodology for Evaluating Microcontroller Susceptibility to Electromagnetic Influence in TEM Cell. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 80–89.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-80-89

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Source of funding. The research was supported by the Russian Science Foundation (project №23-79-10165, <https://rscf.ru/project/23-79-10165/>) at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.

Submitted 23.05.2025; accepted 09.10.2025; published online 29.12.2025

Введение. Исследования устойчивости интегральных схем (ИС) к воздействию электромагнитных помех (ЭМП) направлены на повышение их надежности и отказоустойчивости в полях мощного электромагнитного излучения (ЭМИ) [1, 2]. Один из распространенных видов ИС – микроконтроллеры (МК), содержащие постоянное (ПЗУ) и оперативное (ОЗУ) запоминающие устройства, подверженные изменению данных под воздействием ЭМП [3, 4]. Также МК включают аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразо-

ватели, арифметико-логическое устройство (АЛУ) и прочие блоки, корректность функционирования которых может быть нарушена при воздействии ЭМП [5, 6]. Для оценки помехоустойчивости МК применяют разные методы, включая метод ТЕМ-камеры [7–9]. Данный метод позволяет создать в объеме ТЕМ-камеры однородное электромагнитное поле с заданными характеристиками частоты и амплитуды. Это обеспечивает воспроизводимое воздействие на корпус и выводы ИС, минимизируя влияние внешних ЭМП.

При оценке помехоустойчивости МК выделяют 2 вида отказов – необратимые и обратимые [10]. Последние сложнее распознаются, диагностируются и локализуются в местах сбоя, поскольку эффект оказывается кратковременным и устраняется в результате сброса или обновления состояния регистров МК. Также обратимые отказы могут проявляться в изменении регистров МК, относящихся как к блокам периферии, так и к ПЗУ. Это в свою очередь может привести к непредсказуемому поведению МК в процессе работы [11, 12]. Необратимые отказы, вызванные деградационными изменениями МК, не устраняются сбросом или иными программными средствами. Традиционные подходы к оценке помехоустойчивости МК сфокусированы на анализе сигналов, генерируемых на выводах ИС [13, 14]. Это не позволяет учитывать возможное нарушение работы внутренних устройств, например ПЗУ и ОЗУ. Воздействие внешних ЭМП способствует изменению данных в памяти МК [15], что повышает риск возникновения битовых ошибок и, как следствие, приводит к нестабильной работе МК.

В связи с этим актуальна разработка новых методик для анализа помехоустойчивости МК, позволяющих локализовать места, уязвимые к воздействию ЭМП.

Цель описываемой работы – разработка методики для комплексной оценки помехоустойчивости МК, включающей анализ генерируемых сигналов на выводах ИС и оценку корректности работы ПЗУ при воздействии ЭМП в ТЕМ-камере.

Методика оценки помехоустойчивости. Разработана методика оценки помехоустойчивости МК, отличающаяся комплексным анализом, включающим оценку генерируемых сигналов МК и анализ состояния ПЗУ до и после воздействия ЭМП в ТЕМ-камере. Оценка по-

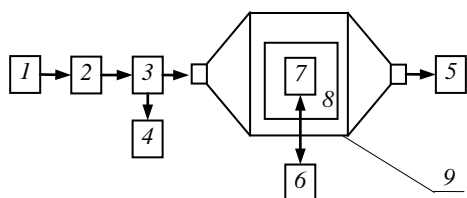


Рис. 1. Схема измерительной установки для оценки восприимчивости к радиоизлучению МК в ТЕМ-камере [9]

Fig. 1. Diagram of a measurement setup for evaluating radiated susceptibility of the MCU in a TEM cell [9]

мехоустойчивости проводится по схеме из [9] (рис. 1), содержащей генератор высокочастотных сигналов 1, усилитель мощности 2, направленный ответвитель 3, измеритель мощности 4, согласованную нагрузку 5 и устройство мониторинга 6 параметров ИС 7, расположенной на специальной измерительной печатной плате (ПП) 8 в апертуре ТЕМ-камеры 9.

На основе [9] разработана методика оценки помехоустойчивости, включающая следующие этапы:

1. Сборку измерительной установки по схеме (рис. 1).
2. Размещение в апертуре ТЕМ-камеры измерительной ПП с ИС.
3. Анализ работоспособности ИС посредством мониторинга.
4. Выбор типа, частоты и амплитуды воздействия ЭМП на ИС как для непрерывного, так и импульсного сигналов:

4.1. Для непрерывного воздействия:

4.1.1. Используется амплитудная модуляция (АМ) с частотой $F_{AM} = 1$ кГц и глубиной $M = 80$ %.

4.1.2. Изменяется частота несущей с шагом не более 1 % в пределах заданного диапазона (от 150 до 1 ГГц) согласно [15] от минимального до максимального значения.

4.2. Для импульсного воздействия:

4.2.1. Используется импульсная модуляция (длительность импульса $\tau_{и} = 50$ мкс; $F_{AM} = 1$ кГц, $M = 80$ %) сигнала.

4.2.2. Изменяется частота повторения импульсов с 1 на 200 Гц.

4.3. Увеличивается амплитуда на входе ТЕМ-камеры до значения, при котором ухудшается качество функционирования ИС.

5. Регистрацию ухудшения качества функционирования ИС при заданной амплитуде ЭМП.

По окончании воздействия и при возникновении отказа ИС он анализируется и классифицируется на обратимый или необратимый. Оцениваются количество и тип неисправностей, а также ухудшение характеристик ИС, определяемых в соответствии с технической документацией от производителя, по достижению одного из следующих результатов:

1. Соблюдается нормальная работа в пределах, указанных в технической документации.

2. Наблюдается обратимый отказ без вмешательства оператора, характеризующийся кратковременным нарушением работоспособности ИС, с последующим восстановлением до нормальной работы после завершения воздействия.

3. Выявлен обратимый отказ с вмешательством оператора, при котором серьезно нарушена работоспособность. Характеризуется аналогичным кратковременным нарушением работоспособности ИС, восстанавливающейся до нормальной только после вмешательства оператора, например для перепрограммируемых ИС, требующих сброса или обновления программного обеспечения (ПО).

4. Наблюдается необратимый отказ, при котором полностью нарушена работоспособность перепрограммируемой ИС из-за возможного повреждения ПО или потери данных в ПЗУ, требующий вмешательства оператора для замены ПО.

5. Наблюдается необратимый отказ, при котором полностью нарушена работоспособность ИС из-за повреждения ее аппаратной части.

Для обнаружения изменений в работе МК разработан алгоритм (рис. 2) диагностики ПЗУ при воздействии внешних ЭМП. Он позволяет унифицировать процедуру испытания МК при различных его конфигурациях, а также выявить изменения в регистрах памяти. Для оценки изменений в ПЗУ используется сравнение контрольных сумм (КС) до и после воздействия. В случае их несовпадения выполняется анализ изменений в ПЗУ. Алгоритм может быть применен при оценке помехоустойчивости различных программируемых ИС.

Основная задача алгоритма – сравнение вычисленных значений с эталонными. На первом шаге выполняется инициализация МК, а именно проводится настройка его функциональных блоков, необходимых для выполнения тестовой задачи. При этом тактирование остальных незадействованных блоков отключается. Затем, посредством отладочного порта, выполняется считывание адресного пространства МК. Далее эталонные значения загружаются в ПЗУ, после чего МК готов к проведению испытаний на помехоустойчивость. Во время выполнения тестовой задачи информация, включающая различные параметры (частоту тактирования, напряжение, число тактов и ре-

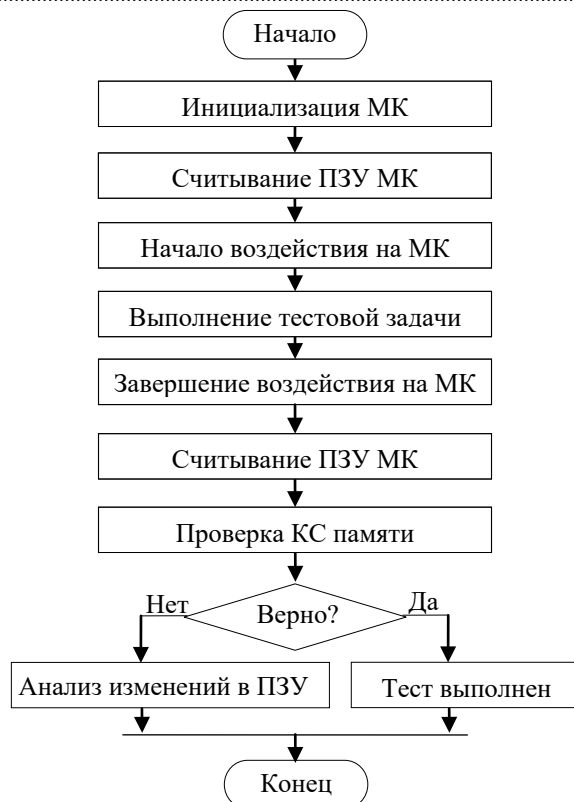


Рис. 2. Алгоритм оценки ПЗУ МК до и после воздействия ЭМИ

Fig. 2. Algorithm for evaluating the MCU flash memory before and after EMI influence

зультат проверки) МК, поступает на средство мониторинга. После выполнения тестовой задачи воздействие на МК прекращается и считанные средством мониторинга данные адресного пространства сравниваются с записанными до воздействия. В случае несовпадения выполняется анализ зафиксированных различий с локализацией изменений.

Оценка помехоустойчивости МК. По разработанной методике оценена помехоустойчивость МК. Для этого ИС устанавливалась на четырехслойную измерительную ПП размерами 100×100 мм. Конструктивно она имеет со стороны размещения ИС (рис. 3) сплошной полигон "земли" для экранирования от внешних ЭМП и минимальной неравномерности поперечной составляющей E -поля, воздействующего на ИС. С другой стороны ПП располагались элементы и периферийные устройства для работы МК, соединенные с ним через сквозные металлизированные отверстия под корпусом. Края ПП выполнены в виде сплошных полигонов "земли" (без паяльной маски) для электрического контакта с корпусом ТЕМ-камеры.

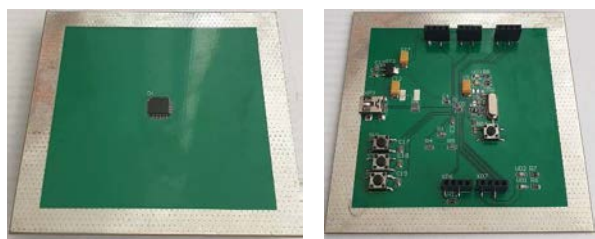


Рис. 3. Измерительная ПП: со стороны МК STM32F103C8T6 (а) и компонентов (б)

Fig. 3. Measurement printed circuit board: STM32F103C8T6 MCU side (a) and components side (b)

Валидация предложенного алгоритма (см. рис. 2) осуществлялась с использованием разработанной тестовой задачи, задействовавшей периферийные модули МК: порты ввода/вывода, таймеры, интерфейс универсального асинхронного приемопередатчика (УАПП) и ПЗУ. Основная функция тестовой задачи – проверка целостности данных, хранящихся в памяти МК. Алгоритм тестовой задачи выполняет предварительный расчет КС тестовых задач, например при вычислении факториала, которые сохраняются в ОЗУ. После вычисления МК сравнивает полученные КС с эталонными, заранее записанными в память, и отправляет результат на средство мониторинга, которое проводит завершающий этап оценки. Для оценки помехоустойчивости портов ввода/вывода таймеры МК настроены на генерацию сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с частотой 50 кГц. Частота тактирования МК (f_c) выбрана 72 МГц с использованием блока фазовой автоподстройки частоты, использующего внешний кварцевый резонатор.

Оценка помехоустойчивости к непрерывному воздействию в виде АМ-сигнала проведена с использованием установки (рис. 4), со-

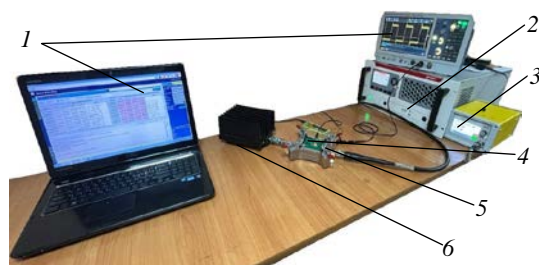


Рис. 4. Измерительная установка для оценки помехоустойчивости ИС к непрерывному воздействию

Fig. 4. Measurement setup for evaluating susceptibility of IC immunity to continuous wave influence

бранной по схеме на рис. 1, содержащей средства мониторинга ИС 1, усилитель мощности с встроенным направленным ответвителем и измерителем мощности 2, генератор сигналов 3, измерительную ПП с ИС 4 и малогабаритную ТЕМ-камеру 5 с согласованной нагрузкой 6. Малогабаритная ТЕМ-камера [16, 17] позволяет создавать электрическое поле с напряженностью не менее 5 кВ/м и неравномерностью амплитуды ± 2.5 дБ при подводимой входной мощности 150 Вт в диапазоне частот до 5 ГГц.

Средствами мониторинга параметров МК являлись персональный компьютер (ПК) и осциллограф. Результаты выполнения тестовых задач передавались на ПК через УАПП. Также ПК использовался для автоматизированного контроля измерительных приборов. Это позволяло задавать время воздействия и выполнять оценку работоспособности исследуемого МК. С помощью специальной функции осциллографа отклонения сигналов с выводов ИС от эталонных сохранялись в его памяти для последующей обработки и анализа. Оценка помехоустойчивости выполнялась в диапазоне частот 1...1000 МГц с шагом не более 1 % и при изменении мощности $P_{\text{вх}}$, подводимой к ТЕМ-камере на каждой частоте, от -25 до 53 дБм.

Используя разработанную методику и алгоритм (см. рис. 2), а также собранную установку (рис. 4), оценены уровни помехоустойчивости МК STM32F103C8T6 к импульсному и непрерывному воздействиям. Зафиксированы изменения в форме ШИМ-сигнала (рис. 5) при воздействии на МК: непрерывного синусоидального сигнала с АМ (частота модулирующего сигнала $F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; частота несущей $f_{\text{АМ}} = 72$ МГц; глубина модуляции $M = 80$ %; мощность сигнала $P_{\text{вх}} = 25$ дБм): амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) (длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 50$ мкс; $F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; $f_{\text{АМ}} = 72$ МГц; $M = 80$ %; $P_{\text{вх}} = 25$ дБм) и АИМ с программным прерыванием (длительность сигнала $\tau_{\text{с}} = 50$ мкс; $F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; $f_{\text{АМ}} = 72$ МГц; $M = 80$ %; $P_{\text{вх}} = 53$ дБм).

При воздействии непрерывным сигналом с АМ (рис. 5, б) наблюдалось снижение амплитуды $U_{\text{ШИМ}}$ на 0.8 В (с 3.3 до 2.5 В) без изменения фазы сигнала. Воздействие сигналом с

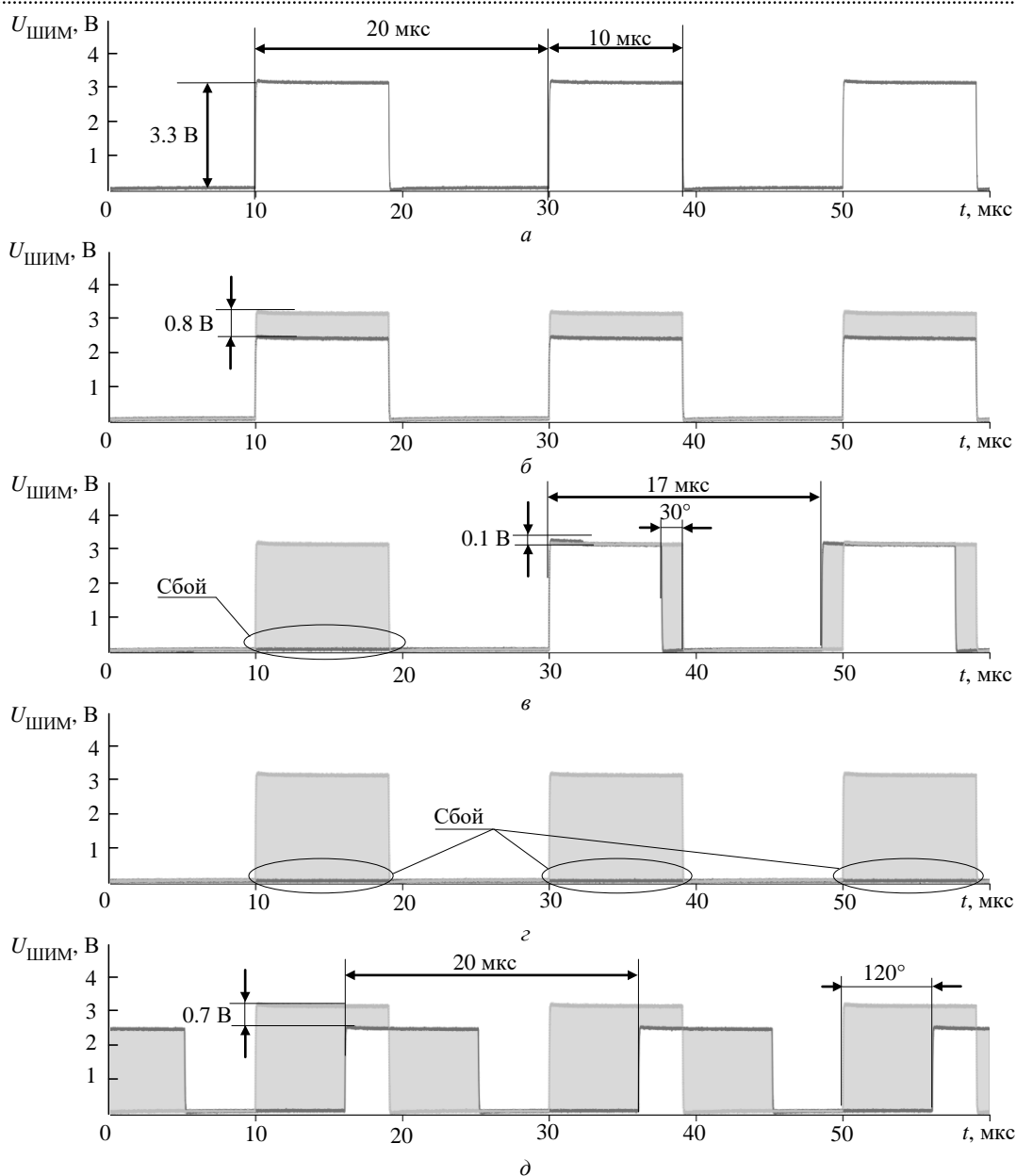


Рис. 5. Осциллограммы ШИМ-сигналов МК: без воздействия (а) и с ним при АМ (б), АИМ (в) и АИМ с программным прерыванием (г, д) сигналами, наложенными на маску сигнала (■) без воздействия
 Fig. 5. Oscillograms of MCU PWM signals: without interference (a) and with interference from AM (б), AIM (в) and AIM with software interrupt (г, д) signals, overlaid on the signal mask (■) without interference

АИМ (рис. 5, в) вызвало критический сбой МК, приведший к его перезагрузке, с последующим кратковременным (3 мкс) увеличением амплитуды $U_{\text{ШИМ}}$ на 0.1 В при запуске и с фазовым сдвигом сигнала на 30° . При воздействии сигнала с АИМ и программным прерыванием (рис. 5, г) наблюдался сбой в работе МК с отсутствием ШИМ-сигнала на выходе. При таком же типе воздействия (рис. 5, д) зафиксировано снижение амплитуды $U_{\text{ШИМ}}$ на 0.7 В (до 2.6 В) и значительный фазовый сдвиг на 120° , что

привело к существенному влиянию сигнала воздействия с АИМ при аналогичной мощности (53 дБм) на параметры ШИМ-сигнала и общую стабильность работы МК.

На основе измеренных параметров ШИМ-сигнала ($U_{\text{ШИМ}}$, $f_{\text{ШИМ}}$, $\Phi_{\text{ШИМ}}$) вычислены стандартное и максимальное абсолютное отклонения его основных характеристик (табл. 1).

Из табл. 1 видно, что амплитуда и частота ШИМ-сигнала значительно изменяются под воздействием внешнего ЭМП. Подобное воздействие

Табл. 1. Статистические показатели изменений ШИМ-сигнала

Tab. 1. Statistical indicators of PWM signal changes

Стандартное отклонение	$U_{\text{ШИМ}}, \%$ 32.47	$f_{\text{ШИМ}}, \%$ 92.95	$\Phi_{\text{ШИМ}}, \%$ 35.31
Максимальное абсолютное отклонение	97.05	322.74	62.67

может привести к нарушению работы узлов устройства, управляемых ШИМ-сигналами. Выявлено, что изменение параметров ШИМ-сигнала преимущественно наблюдается на частотах тактирования МК, в то время как на остальных частотах подобные изменения не зафиксированы.

Одновременно с отслеживанием состояния ШИМ-сигнала согласно предложенному алгоритму сравнивались адресные пространства МК на наличие ошибок. Так, при воздействии сигнала с АМ для тестовой задачи с $f_c = 72$ МГц зафиксирован программный сбой. При этом изменились данные в области памяти с основной программой (рис. 6). Записанные в ПЗУ эталонные значения не изменились. Данный сбой может изменить работу устройства с МК в целом, но основные данные в ПЗУ утеряны не будут.

Повышение частоты несущей АМ-сигнала ($F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; $f_{\text{АМ}} = 144$ МГц; $M = 80 \%$; $P_{\text{вх}} = 25$ дБм) привело к изменению в адресном пространстве основной программы (рис. 7) на 42.68 и 98 % (стирание записанных в ПЗУ эталонных значений). В результате при данном воздействии наблюдалась полная потеря данных, записанных в ПЗУ МК. Это может вызвать во время выполнения основной программы МК необратимый

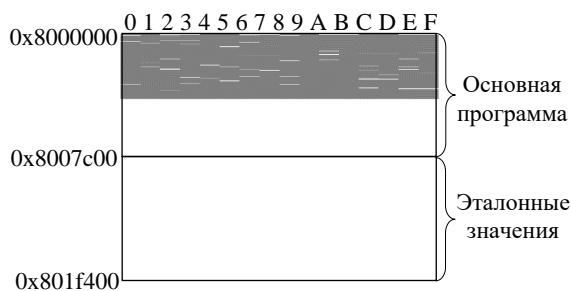


Рис. 6. Фрагменты адресного пространства ПЗУ МК с отличающимися значениями (■) от эталонных при воздействии АМ-сигнала с $F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; $f_{\text{АМ}} = 72$ МГц; $M = 80 \%$; $P_{\text{вх}} = 25$ дБм

Fig. 6. Fragments of the MCU flash address space showing differing values (■) from reference, after the influence of an AM signal with $F_{\text{АМ}} = 1$ kHz; $f_{\text{АМ}} = 72$ MHz; $M = 80 \%$; $P_{\text{вх}} = 25$ dBm



Рис. 7. Фрагменты адресного пространства ПЗУ МК с отличающимися значениями (■) от эталонных при воздействии АМ-сигнала с $F_{\text{АМ}} = 1$ кГц; $f_{\text{АМ}} = 144$ МГц; $M = 80 \%$; $P_{\text{вх}} = 25$ дБм

Fig. 7. Fragments of the MCU flash address space showing differing values (■) from reference, after the influence of an AM signal with $F_{\text{АМ}} = 1$ kHz; $f_{\text{АМ}} = 144$ MHz; $M = 80 \%$; $P_{\text{вх}} = 25$ dBm

Табл. 2. Показатели изменений в ПЗУ МК

Tab. 2. Indicators of changes in MCU flash memory

f_c , МГц	Основная память, бит	ПЗУ, бит	Число ошибок, бит
144	17 016	33 726	50 742
72	15 947	0	15 947

отказ, требующий вмешательства оператора для восстановления данных.

Рассчитано количество изменений, зарегистрированных в ходе сбоя при $P_{\text{вх}} = 25$ дБм (табл. 2). Анализ полученных сбоя показывает, что при воздействии на частоте второй гармоники $f_c = 144$ МГц МК возможна потеря данных, сохраняемых в ПЗУ, что может привести к полной утрате данных, хранящихся в ПЗУ.

Полученные результаты свидетельствуют о схожем характере уязвимости МК к воздействию внешних ЭМП, аналогично наблюдаемому для ШИМ-сигнала. При этом большинство изменений зафиксировано на тактовой частоте f_c и ее второй гармонике. Ошибки в основной программе МК наблюдались при воздействии на частотах 72 и 144 МГц с АМ. При этом на частоте 144 МГц наблюдались изменения в адресном пространстве основной программы и в области с записанными эталонными значениями. Такие сбои могут вызвать не только потерю критически важных данных, но и непредсказуемую работу устройства, содержащего данный МК, при условии, что уровень сигнала воздействия остается неизменным.

Заключение. Представлены методика и алгоритм для оценки помехоустойчивости МК в ТЕМ-камере для комплексной оценки помехоустойчивости микроконтроллеров к электромагнитному воздействию в ТЕМ-камере
 Methodology for Evaluating Microcontroller Susceptibility to Electromagnetic Influence in TEM Cell

устойчивости, включающей оценку генерируемых сигналов на выводах ИС, а также анализ состояния ПЗУ до и после воздействия внешних ЭМП. Для валидации методики и алгоритма проводились воздействия АМ- и АИМ-сигналами на входе ТЕМ-камеры в диапазоне частот 1...1000 МГц, мощностью от –25 до 53 дБм. Полученные результаты демонстрируют, что, несмотря на относительную стабильность скважности ШИМ-сигнала, его амплитуда и частота подвергаются значительным изменениям под воздействием внешних ЭМП. Это может привести к нарушению корректной работы устройства с МК. Анализ результатов из-

менения данных в ПЗУ свидетельствует о схожем характере уязвимости МК к воздействию внешних ЭМП, аналогично наблюдаемому для ШИМ-сигнала. При этом большинство изменений регистрируется на тактовой частоте и на ее второй гармонике. Ошибки в основной программе МК зафиксированы при воздействии на частотах 72 и 144 МГц с АМ. Также воздействие на частоте 144 МГц приводило к изменению в адресном пространстве эталонных значений и вызывало не только потерю критически важных данных, но и непредсказуемое функционирование устройства при условии неизменного уровня сигнала воздействия.

Список литературы

1. Ключник А. В., Пирогов Ю. А., Солодов А. В. Методические аспекты исследования стойкости интегральных микросхем в электромагнитных полях импульсного радиоизлучения // Журн. радиоэлектроники. 2010. № 8. С. 1–27. URL: <http://jre.cplire.ru/win/aug10/3/text.html> (дата обращения: 23.05.2025)
2. Пирогов Ю. А., Солодов А. В. Повреждения интегральных микросхем в полях радиоизлучения // Журн. радиоэлектроники. 2013. № 6. С. 1–38. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun13/15/text.html> (дата обращения: 23.05.2025)
3. Воздействие импульсных электромагнитных полей на интегральные микросхемы памяти / Л. Н. Ахрамович, М. П. Грибский, Е. В. Григорьев, С. А. Зуев, В. В. Старостенко, Г. И. Чурюмов // Радиоэлектроника и информатика. 2006. № 4. С. 15–17.
4. Analysis of EMI effect on flash memory IC / H.-N. Lin, C.-W. Kuo, C.-K. Chen, J.-S. Chen // Asia-Pacific Symp. on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 21–24 May 2012. IEEE, 2012. P. 757–760. doi: 10.1109/APEMC.2012.6237824
5. Воздействие импульсных электромагнитных полей на микросхемы АЦП и ЦАП / М. П. Грибский, Е. В. Григорьев, В. В. Старостенко, Е. П. Таран, Д. А. Унжаков // Радиоэлектроника и информатика. 2007. № 4. С. 22–24.
6. Investigation on the immunity of microcontroller to electrical fast transients / C. Li, J. Li, J. Wu, Y. Xiao // IEEE 11th Intern. Conf. ASIC (ASICON), Chengdu, China, 03–06 Nov. 2015. IEEE, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/ASICON.2015.7517086
7. Nicolae P.-M., Nicolae I.-D., Stănescu D.-G. Using GTEM cells for immunity tests on electronic boards with microcontroller // IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Pittsburgh, USA, 06–10 Aug. 2012. IEEE, 2012. P. 44–49. doi: 10.1109/IEMC.2012.6351752
8. Industry Council on ESD Target Levels. White paper 3: System Level ESD Part I: Common Misconceptions and Recommended Basic Approaches. URL: <https://esdindustrycouncil.org/ic/en/documents/white-paper-3-system-level-esd-part-i-common-misconceptions> (дата обращения: 02.02.2025).
9. ГОСТ Р 51048–97. Совместимость технических средств электромагнитная. Генераторы электромагнитного поля с ТЕМ-камерами. Технические требования и методы испытаний. 12 с. URL: <http://electro-control.ru/images/standarts/51048-97.pdf> (дата обращения: 02.02.2025).
10. Gao H., Cui L. Reliability Analysis for a Degradation System Subject to Dependent Soft and Hard Failure Processes // IEEE Intern. Conf. on Software Quality, Reliability and Security Companion (QRS-C), Prague, Czech Republic, 25–29 July 2017. IEEE, 2017. P. 165–170. doi: 10.1109/QRS-C.2017.33
11. Systematic design technique for improvements of mobile phone's immunity to electrostatic discharge soft failures / K. H. Kim, J.-H. Koo, B.-G. Kang, S. Kwon, Y. Kim, J. Jeong // IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Fort Lauderdale, USA, 25–30 July 2010. IEEE, 2010. P. 348–353. doi: 10.1109/IEMC.2010.5711299
12. Investigation of Electrostatic Discharge-Induced Soft-Failure Using 3D Robotic Scanning / O. H. Izadi, D. Pommerenke, H. Shumiya, K. Araki // IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), New Orleans, USA, 22–26 July 2019. IEEE, 2019. P. 173–177. doi: 10.1109/IEMC.2019.8825248
13. Dienot J., Batista E., Ramos I. Thermal-electromagnetic susceptibility behaviors of PWM patterns used in control electronic circuit // 10th Intern. Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), Edinburgh, UK, 10–13 Nov. 2015. IEEE, 2015. P. 190–195. doi: 10.1109/EMCCompo.2015.7358355
14. New Test Method for the Pulse Immunity of Microcontrollers / T. Su, M. Unger, T. Steinecke, R. Weigel // IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility,

Honolulu, USA, 09–13 July 2007. IEEE, 2007. P. 1–6.
doi: 10.1109/ISEMC.2007.12

15. Using Error-Source Switching (ESS) Concept to Analyze the Conducted Radio Frequency Electromagnetic Immunity of Microcontrollers / T. Su, M. Unger, T. Steinecke, R. Weigel // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2012. Vol. 54, № 3. P. 634–645.
doi: 10.1109/TEMC.2011.2165341

16. Demakov A. V., Komnatnov M. E. Improved TEM-cell for EMC tests of integrated circuits // Intern. Mul-

ti-Conf. on Eng., Comp. and Inf. Sci. (SIBIRCON), Novosibirsk, Russia, 18–22 Sept. 2017. IEEE, 2017. P. 399–402.
doi: 10.1109/SIBIRCON.2017.8109915

17. Demakov A. V., Komnatnov M. E. TEM cell for Testing Low-profile Integrated Circuits for EMC // 21st Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Chelal, Russia, 29 June–03 July 2020. IEEE, 2020. P. 154–158.
doi: 10.1109/EDM49804.2020.9153508

Информация об авторах

Семенюк Валерий Александрович – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2022, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), аспирант кафедры телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость; измерительные системы; помехоустойчивость микроконтроллеров.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: valerii.a.semeniuk@tusur.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5091-5028>

Комнатнов Максим Евгеньевич – кандидат технических наук (2016), доцент (2017) кафедры телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость; экранирование; измерительные системы; численные методы.

Адрес: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: maxmek@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6463-2889>

References

1. Klyuchnik A. V., Pirogov Yu. A., Solodov A. V. Methodological Aspects of Investigating the Resistance of Integrated Circuits to Electromagnetic Fields of Pulsed Radio Emission. J. of Radio Electronics. 2010, no. 8, pp. 1–27. Available at: <http://jre.cplire.ru/win/aug10/3/text.html> (accessed 23.05.2025) (In Russ.)

2. Pirogov Yu. A., Solodov A. V. Damage to Integrated Circuits in Radio Emission Fields. J. of Radio Electronics. 2013, no. 6, pp. 1–38. Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/jun13/15/text.html> (accessed 23.05.2025) (In Russ.)

3. Akhramovich L. N., Gribsky M. P., Grigoryev E. V., Zuev S. A., Starostenko V. V., Churyumov G. I. Impact of Pulsed Electromagnetic Fields on Memory Integrated Circuits. Radioelectronics and Informatics. 2006, no. 4, pp. 15–17. (In Russ.)

4. Lin H.-N., Kuo C.-W., Chen C.-K., Chen J.-S. Analysis of EMI Effect on Flash Memory IC. Asia-Pacific Symp. on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 21–24 May 2012. IEEE, 2012, pp. 757–760.
doi: 10.1109/APEMC.2012.6237824

5. Grigoryev E. V., Starostenko V. V., Taran E. P., Unzhakov D. A. Impact of Pulsed Electromagnetic Fields on ADC and DAC Microcircuits. Radioelectronics and Informatics. 2007, no. 4, pp. 22–24. (In Russ.)

6. Li C., Li J., Wu J., Xiao Y. Investigation on the Immunity of Microcontroller to Electrical Fast Transients. IEEE 11th Intern. Conf. ASIC (ASICON), Chengdu, China, 03–06 Nov. 2015. IEEE, 2015, pp. 1–4.
doi: 10.1109/ASICON.2015.7517086

7. Nicolae P.-M., Nicolae I.-D., Stănescu D.-G. Using GTEM Cells for Immunity Tests on Electronic Boards with Microcontroller. IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Pittsburgh, USA, 06–10 Aug. 2012. IEEE, 2012, pp. 44–49.
doi: 10.1109/ISEMC.2012.6351752

8. Industry Council on ESD Target Levels. White Paper 3: System Level ESD Part I: Common Misconceptions and Recommended Basic Approaches. Available at: <https://esdindustrycouncil.org/ic/en/documents/white-paper-3-system-level-esd-part-i-common-misconceptions> (accessed: 02.02.2025).

9. GOST R 51048 97. *Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya generatory elektromagnitnogo polya s TEM-kamerami. Tekhnicheskie trebovaniya i metody ispytaniy* [Electromagnetic Compatibility of Technical Equipment. Electromagnetic Field Generators with TEM Cells. Technical Requirements and Test Methods]. 12 p. Available at: <http://electro-control.ru/images/standarts/51048-97.pdf> (accessed: 02.02.2025).

10. Gao H., Cui L. Reliability Analysis for a Degradation System Subject to Dependent Soft and Hard Failure Processes. IEEE Intern. Conf. on Software Quality, Reliability and Security Companion (QRS-C). Prague, Czech Republic, 25–29 July 2017. IEEE, 2017, pp. 165–170.
doi: 10.1109/QRS-C.2017.33

11. Kim K. H., Koo J.-H., Kang B.-G., Kwon S., Kim Y., Jeong J. Systematic Design Technique for Im-

provements of Mobile Phone's Immunity to Electrostatic Discharge Soft Failures. IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Fort Lauderdale, USA, 25–30 July 2010. IEEE, 2010, pp. 348–353.
doi: 10.1109/ISEMC.2010.5711299

12. Izadi O. H., Pommerenke D., Shumiya H., Araki K. Investigation of Electrostatic Discharge-Induced Soft-Failure Using 3D Robotic Scanning. IEEE Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), New Orleans, USA, 22–26 July 2019. IEEE, 2019, pp. 173–177.
doi: 10.1109/ISEMC.2019.8825248

13. Dienot J., Batista E., Ramos I. Thermal-Electromagnetic Susceptibility Behaviors of PWM Patterns Used in Control Electronic Circuit. 10th Intern. Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), Edinburgh, UK, 10–13 Nov. 2015. IEEE, 2015, pp. 190–195.
doi: 10.1109/EMCCompo.2015.7358355

14. Su T., Unger M., Steinecke T., Weigel R. New Test Method for the Pulse Immunity of Microcontrollers. IEEE

Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, USA, 09–13 July 2007. IEEE, 2007, pp. 1–6.
doi: 10.1109/ISEMC.2007.12

15. Su T., Unger M., Steinecke T., Weigel R. Using Error-Source Switching (ESS) Concept to Analyze the Conducted Radio Frequency Electromagnetic Immunity of Microcontrollers. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2012, vol. 54, no. 3, pp. 634–645.
doi: 10.1109/TEMC.2011.2165341

16. Demakov A. V., Komnatnov M. E. Improved TEM-cell for EMC Tests of Integrated Circuits. Intern. Multi-Conf. on Eng., Comp. and Inf. Sci. (SIBIRCON), Novosibirsk, Russia, 18–22 Sept. 2017. IEEE, 2017, pp. 399–402.
doi: 10.1109/SIBIRCON.2017.8109915

17. Demakov A. V., Komnatnov M. E. TEM Cell for Testing Low-profile Integrated Circuits for EMC. 21st Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Chermal, Russia, 29 June–03 July 2020. IEEE, 2020, pp. 154–158.
doi: 10.1109/EDM49804.2020.9153508

Information about the authors

Valerii A. Semeniuk, Master's degree in "Infocommunication Technologies and Communication Systems" (2022, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics), Postgraduate student of the Department of Television and Control Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility; measurement systems; microcontroller noise immunity.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia

E-mail: valerii.a.semeniuk@tusur.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5091-5028>

Maxim E. Komnatnov, Cand. Sci. (Eng.) (2016), Associate Professor (2017) of the Department of Television and Management of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility; shielding; measuring systems; numerical methods.

Address: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia

E-mail: maxmek@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6463-2889>

Improving the Automatic Frequency Tracking and Correction System of Pulse Radars with Magnetron Transmitter

Duc Y. Nguyen¹, Viet Hung Tran¹, Minh Thien Hoang¹,
Hai Le¹, Phung Bao Nguyen¹✉, Chi Thanh Vu²

¹Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

²Academy of Military Science and Technology, Hanoi, Vietnam

✉ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. In conventional pulse radar systems of earlier generations that utilize magnetron generators, automatic frequency tracking and correction mechanisms are predominantly based on analog technology. These systems exhibit several inherent limitations, most notably those arising from the limited frequency stability of the magnetron generator. Specific issues include inaccuracies in estimating the deviation between the measured frequency and its nominal value, a limited tracking range, and a slow response time. The fundamental cause of this low frequency stability lies in the magnetron design, which operates on an LC self-oscillation principle. In this paper, we propose to enhance the automatic frequency tracking and correction system by incorporating digital signal processing techniques and fast Fourier transform (FFT) algorithms. This approach enables rapid and high-precision measurement of the operating frequency within time intervals defined by the pulse width. The proposed methodology significantly improves the performance and reliability of such systems. These findings hold considerable practical importance, particularly for the modernization and sustained operation of legacy pulse radar systems. By addressing the limitations of outdated analog components, the proposed solution extends the operational lifespan of such systems. This is of importance given the scarcity of replacement parts that are no longer available on the market.

Aim. Research and presentation of a digital solution for the system of automatic frequency tracking and correction.

Materials and methods. The research methodology was based on previous research findings, achievements in digital signal processing and theoretical analysis. A structural diagram of the proposed system was developed and its experimental simulation was conducted.

Results. A functional diagram of the proposed automatic frequency tracking and correction system is developed. Specific experimental results are described. The measurement error can reach 1 kHz (~0.003 %) in the mid-frequency range.

Conclusion. An automatic frequency tracking and correction system has been developed. This approach extends the current methodology in the field of pulse radars.

Keywords: automatic frequency tracking and correction system; AFC system; operating frequency switching system

For citation: Duc Y. Nguyen, Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Hai Le, Phung Bao Nguyen, Chi Thanh Vu. Improving the Automatic Frequency Tracking and Correction System of Pulse Radars with Magnetron Transmitter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 90–98.

doi: [10.32603/1993-8985-2025-28-6-90-98](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2025-28-6-90-98)

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 09.04.2025; accepted 24.10.2025; published online 29.12.2025

Introduction. The transmitter in radar systems plays a key role in generating an ultra-high frequency signal with sufficient power to be radiated into space. In conventional pulse radar systems, the transmitter is generally designed based on self-oscillator models. As noted in [1–4], the frequency stability of the transmitted signal in these models is limited, particularly at the upper wavelengths of the dm, cm or higher, etc. That is, δ_f is lower than 10^{-4} [4, 5]. To address this limitation, an automatic frequency tracking and correction system, also referred to as an automatic frequency control system (AFCS) is used to reduce the frequency difference between the transmitting and receiving signals [6, 7]. The AFCS can be designed to regulate either the transmitter itself (as depicted in Fig. 1, *a*) within the transmitting path or the local oscillator (LO) within the receiving path (as shown in Fig. 1, *b*) [7]. Numerous radar systems from earlier generations employed exactly this principle [8–12].

The 1RL139 "Metch" radar is a representative example of such designs. This is a mobile two-dimensional radar system employed for air surveillance, aircraft guidance, and target designation [8]. Another notable example is the MR-302 "Strut Curve" radar, a single-channel radar system designed for both air and surface surveillance, operating within the S-band frequency range. The radar utilizes a magnetron transmitter and covers a frequency band of approximately 200 MHz. In this design, the transmitter is the control object of AFC. Conversely, the 1RL139 radar is a multi-channel system that operates with magnetron-transmitting channels at fixed frequencies within the S-band. Therefore, the control object of AFCS in the 1RL139 radar is designed as LO for each independent channel [8].

It is essential that pulse radar systems – particularly those utilizing magnetron generators – have thus far remained integral to a broad spectrum of radio engineering applications. However, as shown by various research studies, the inherent limitations of magnetron transmitters include elevated noise levels and inadequate frequency stability [1]. Consequently, the implementation of automatic frequency stabilization is associated with significant challenges, particularly when it involves direct control of frequency in magnetron transmitters.

A review of research findings and practical applications reveals two primary types of frequency variations in the aforementioned pulse radar models. The first type pertains to radars with long repetition periods, where the frequency deviation can be assessed within the time interval between radio frequency (RF) pulses. The second type of frequency variation is associated with the intrinsic physical behavior of electrons under the magnetron frequency change. These are related to the physical nature of electron behavior in the magnetron and the sudden transition from the forbidden mode to the high-power auto-oscillation mode to transmit to the load whose impedance is not yet fully matched [1, 2, 4]. The former type of frequency instability, referred to as slow instability, can be mitigated through the implementation of AFC [4]. The latter type of frequency instability, characterized by rapid fluctuations, can be addressed by integrating a resonant element with a high-quality factor closely coupled to the magnetron. However, this approach, while mitigating the frequency instability, can also decrease the output power level and not fully address the issue of frequency instability. These limitations have contributed to a diminished effectiveness of passive interference suppression in radars that utilize magnetron transmitters [4].

However, an analysis of the two schemes presented in Fig. 1 clearly demonstrates the importance of AFC in conventional pulse radar models. Regardless of the specific object for regulation, the primary function of AFC consists in ensuring that the intermediate frequency (f_{IF}), remains stable and aligns with the nominal frequency in the superheterodyne receiver model [3, 4, 13]. Specifically:

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_{LO}|, \quad (1)$$

wherein f_{RF} , f_{LO} are the RF frequency of the magnetron transmitter and the frequency of the external LO respectively.

Therefore, the aforementioned issues are closely connected to those of frequency measurement and control. In this paper, our aim is not to propose a new principle to fundamentally alter the system of AFC. Rather, drawing upon the research findings presented in several related works [13–22], we apply digital solutions and fast Fourier

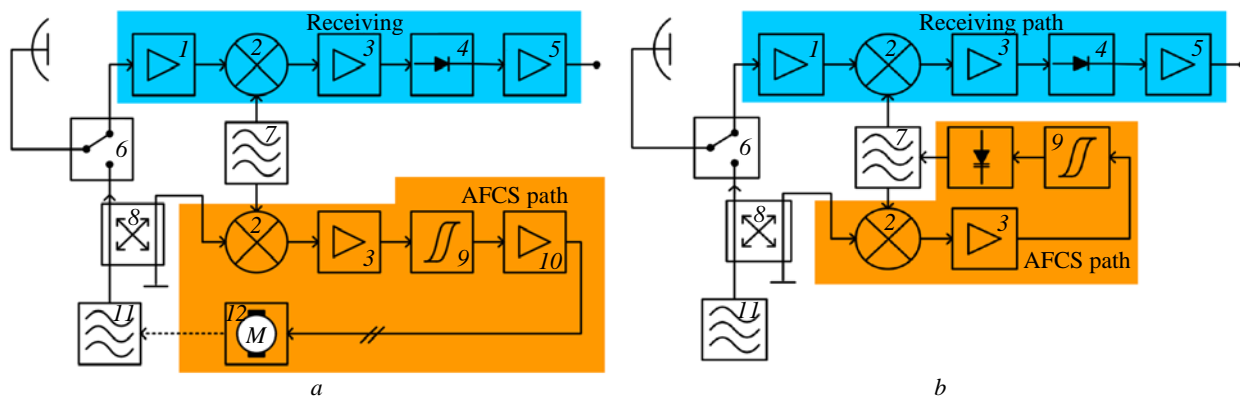


Fig. 1. Block diagram of AFCS: *a* – transmitter is the subject of regulation; *b* – LO is the subject of regulation (1 – RF amplifier; 2 – Mixer; 3 – IF amplifier; 4 – Detector; 5, 10 – Low frequency Amplifier; 6 – Tx/Rx Switch; 7 – LO; 8 – Coupler; 9 – Discriminator; 11 – Transmitter; 12 – Electromechanical frequency switching mechanism)

transform (FFT) algorithms to address the challenge of real-time frequency measurement with high accuracy, applicable within AFC systems.

With this objective in mind, section 2 presents the results of research related to the improvement of the structural diagram of AFCS. Section 3 outlines the simulation and experimental results. Finally, the conclusion is drawn.

Improving the structural diagram of AFC system. It is important to clarify that the structural diagram presents the systems of operating frequency switching (OFS) and AFC together, due to their close interrelationship.

Initial structural diagram. Fig. 2 shows the initial structural diagram of the systems of OFS and AFC [7]. Accordingly, upon receiving the frequency switching command, the OFSS generates a control voltage that is applied to the frequency switching mechanism (FSM) of the magnetron transmitter. This electromechanical process modifies the state of the magnetron resonant cavity, thereby altering the RF frequency of the transmitting output

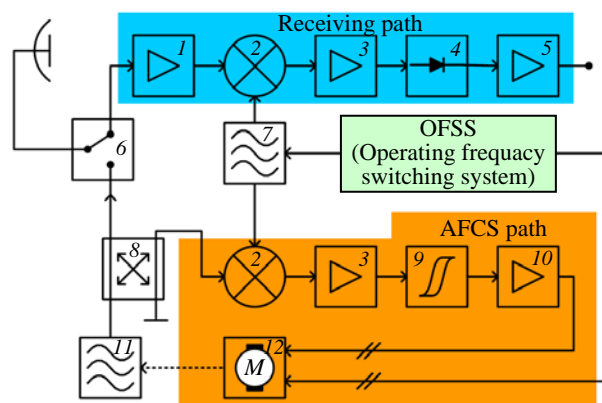


Fig. 2. Initial structural diagram of the two systems – OFS and AFC

pulse. Concurrently, the OFSS affects the resonant frame of the LO to ensure asymptotic convergence of expression (1) to the frequency value f_{IF} . Following the completion of the frequency switching process, the AFCS is activated.

Improving the structural diagram of AFC system. The objective function of system improvement and adjustment is to enhance both the performance and stability of the system. An additional critical objective stems from the scarcity of materials and spare parts, particularly in systems that have been in operation for extended periods. This also concerns the AFCS of old radars; specialized materials are frequently no longer available on the market. In older radar systems that utilize magnetron transmitters, the OFS and AFC systems are often closely integrated. This is particularly evident in radar systems where the magnetron is the object of control for OFS and AFC systems. Functionally, the OFSS can be regarded as a coarse tuning subsystem, whereas the AFCS serves as a fine-tuning subsystem for frequency adjustment.

Adopting this perspective, the improvement and adjustment of the AFCS can be approached through a problem-solving framework that incorporates the OFSS. Fig. 3 shows the structural diagram of the improved AFCS.

1. The operation of the diagram is described as follows. Let us assume that the radar system employs a magnetron transmitter with N specified frequencies within the operational frequency range Δf_{op} . When a "frequency switching" command is issued, transitioning from $f(i)$ to $f(j)$, the IAFCS generates a motor control voltage to adjust the size of the magnetron resonant

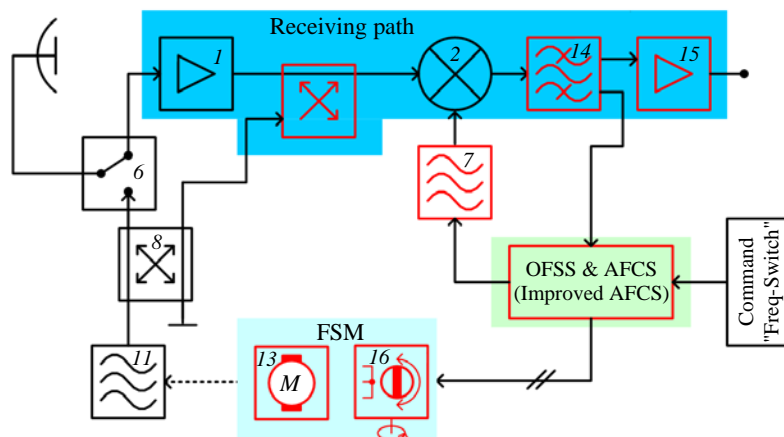


Fig. 3. Structural diagram of the improved AFC system:

FSM – frequency switching mechanism; 13 – DC servo motor; 14 – Filter; 15 – IF amplifier; 16 – rotary Encoder

cavity, moving it from the position corresponding to $f(i)$ to the position corresponding to $f(j)$. In the FSM, specialized components such as motors and certain mechanical structures are replaced with DC servo motors. Additionally, to precisely determine the positions corresponding to the resonant cavity sizes for each frequency $f(i)$, where $\forall i \in N$, the FSM is supplemented with a rotary encoder (RE) as a measuring element. Statistical experimental data indicate that the resonant cavity size can be adjusted with an accuracy of up to 1 mm^3 , which corresponds to a frequency deviation of 4.5 MHz in the C band.

Fig. 4 presents a portrait of the transmitted signal (post-detector) extracted through the coupler of the MR-302 radar after FSM improvement. The operating frequency of the transmitted signal during the acquisition of this portrait is

$$f_1 = 3.91154 \text{ MHz.}$$

Disregarding the effects of detector distortion, and assuming a transmitted signal duration of $\tau_{\text{pul}} = 2 \mu\text{s}$, the sharp and relatively rectangular profile of the transmitted signal demonstrates the effectiveness of the improvements made to the FSM.

2. An analysis of the two initial structural diagrams in Fig. 1 reveals that it is feasible to utilize the receiving channel as an input to the AFC system. Specifically, by incorporating a coupler element between the RF amplifier and the mixer on the receiving line, the signal required for frequency measurement in the AFCS can be obtained during the time period corresponding to the transmitted signal.

3. The analysis of the two initial diagrams in Fig. 1 further indicates that the LO is a critical component within the system. Depending on the radar configuration, either the magnetron transmitter or the LO serves as the controlled object. In older radar systems, LOs are typically designed as controlled auto-oscillators, employing either a capacitive three-point or inductive three-point scheme [5]. The primary limitations of these designs include low frequency accuracy, tuning challenges, and, most notably, a slow response to control commands. This sluggish response is primarily attributed to the relatively prolonged transition between high-quality factor and low-quality factor oscillation states, or vice versa. In the framework of this paper, a direct digital synthesizer (DDS) is employed to serve as the proposed controlled LO. A key advantage of the DDS lies in its ability to set the frequency with high precision and speed. The magnetron emission frequency will be meas-

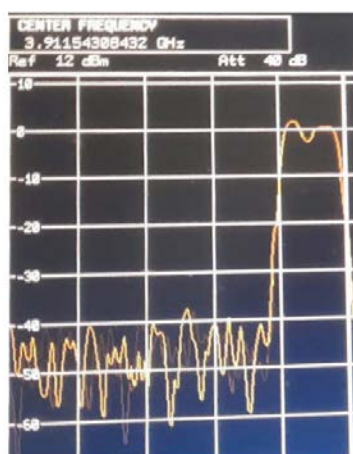


Fig. 4. Portrait of the transmitted signal of the MR-302 radar at $f_1 = 3.91 \text{ MHz}$

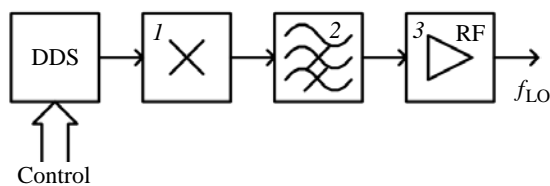


Fig. 5. The proposed controlled LO:
 1 – Multiplier; 2 – HPF; 3 – RF amplifier

ured rapidly using a high-speed digital processor. Frequency discrepancies between f_{IF} and $f_{IF\text{ norm}}$ will be updated and adjusted instantaneously within the repetition period. This approach represents a solution that could not be implemented in older radar systems due to the constraints imposed by their engineering and technological capabilities.

The structural diagram of the proposed controlled LO is illustrated in Fig. 5. To broaden its applicability, the DDS element is selected with a high-bit output data register and a multiplier featuring a flexible adjustment coefficient. This configuration enables precise setting of the required LO frequency. For example, in the case of the MR-302 radar, the LO synthesis was improved by utilizing the AD9914 DDS, which operates at a frequency of 1750 MHz and incorporates a 32-bit output register. A frequency multiplier of 4 is sufficient to ensure compatibility with the operational frequency band of the radar.

It should be further emphasized that, upon receiving a frequency switching command from the improved AFCS, a signal will be transmitted to the DDS input to configure it to the state corresponding to the programmed LO frequency.

4. The key improvements presented in this paper include frequency measurement, error detection (i.e., the deviation between f_{IF} and $f_{IF\text{ norm}}$) and tuning for tracking. As depicted in Fig. 3, the signal from the magnetron transmitter, which has been down-converted to the intermediate frequency within a time interval corresponding to the transmitted signal width, is directed to the measurement section located within the AFCS. To mitigate the effects of unwanted amplitude fluctuations on the frequency measurement, the signal will be amplitude-limited. The frequency measurement algorithm is implemented using the FFT of the signal. The structural diagram of the fre-

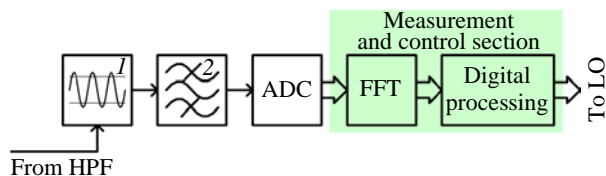


Fig. 6. Frequency measurement and processing section:
 1 – amplitude limiter; 2 – filter

quency measurement and processing section is presented in Fig. 6.

As a rule, older radar systems employ magnetron transmitters that generate narrowband transmitting pulses (typically a few microseconds in duration), with the ranging of f_{IF} from approximately 25 to the 60 MHz. Consequently, when utilizing digital methods for frequency measurement, it is more appropriate to employ ADC with sampling frequencies significantly higher than f_{IF} . Let us consider the MR-302 radar as a specific example, characterized by parameters $f_{IF} = 30$ MHz, $\tau_{\text{pul}} = 2$ μ s. In this context, an analog-to-digital converter (ADC) with a sampling frequency of:

$$f_s = 30 \text{ MHz} \times 4 = 120 \text{ MHz}$$

can be selected.

Given that $\tau_{\text{pul}} = 2$ μ s, there will be 60 oscillation cycles within the measurement window. Consequently, with a sampling frequency of $f_s = 120$ MHz, a total of 240 sample data points will be obtained, which is relatively sufficient for the frequency measurement problem.

On the basis of the above considerations, a structural diagram of the improved and perfected AFC system is shown in Fig. 3.

After measuring and assessing the deviation between f_{IF} and the $f_{IF\text{ norm}}$, the AFCS generates a control signal, which is then transmitted to the controlled LO. This signal adjusts the LO oscillation to meet the oscillation state corresponding to $f_{IF} = f_{IF\text{ norm}}$ with the required deviation error.

The correctness of the frequency estimation problem using the FFT algorithm is verified in the following section.

Simulation and experimental results. The frequency measurement using the FFT algorithm is demonstrated using MATLAB simulation as described in [23]. For a specific example of the

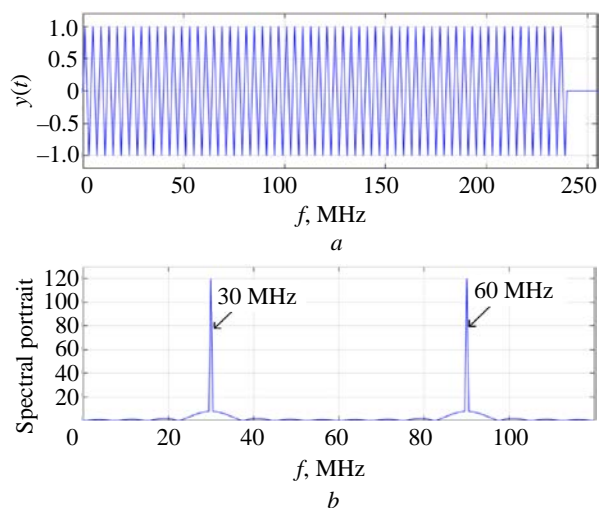


Fig. 7. The down-converted transmitting signal f_{IF} (a) and its spectral portrait (b)

MR-302 radar, with signal parameters outlined in subsection 2.2, a sinusoidal oscillation signal with a frequency of 30 MHz is generated, corresponding to a period of $2 \mu\text{s}$ (Fig. 7, a). Subsequently, a 256-point FFT is performed. The spectral portrait representation of the generated signal is presented in Fig. 7, b. It can be seen that, through the spectral representation, the frequency f_{IF} is precisely 30 MHz. However, a spectral component at 60 MHz is also present. This phenomenon is attributed to the FFT transformation, which occurs when the input data consists solely of real components. To quantify the frequency measurement error, with parameters $f_s = 120 \text{ MHz}$ and $N = 256$, the following expression can be employed:

$$\delta f = f_s / (2N) \sim 0.23 \text{ MHz}.$$

This results in a relative error of approximately 0.77%. In comparison with the analog frequency discriminator element used as a measuring device, which estimates the frequency error, the proposed approach utilizing digital techniques and FFT algorithms for frequency measurement yields acceptable results.

However, the accuracy of frequency measurement can still be enhanced by increasing the number of FFT points, which can be achieved by increasing the total number of samples:

$$N = N_1 + N_2.$$

In this approach, the first N_1 samples correspond to the output data from the ADC, and the next N_2 samples are assigned a value of 0. The

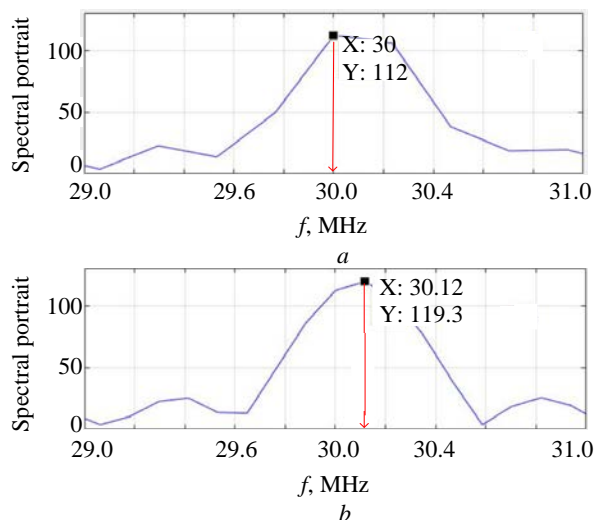


Fig. 8. Frequency measurement error with $N = 2^9$ (a) and with $N = 2^{10}$ (b)

frequency measurement results, obtained using the parameters of the MR-302 radar as mentioned above, are presented in Fig. 8, a and b for $N = 2^9$ and $N = 2^{10}$, respectively. The frequency measurement error δf for the case $N = 2^9$ will be 0.12 MHz, and for $N = 2^{10}$ will be 0.06 MHz.

Increasing measurement accuracy by expanding the number of FFT points is an effective approach, particularly for the task of measuring and estimating the phase of a signal. However, the selection of the N value is crucial; this value depends on the hardware device and the fact that real signals are often accompanied by noise. Therefore, the choice of an appropriate N value must be determined based on the specific requirements of a particular application.

To minimize errors in the measurement and estimation of f_{IF} , it is feasible to employ a strategy that combines an appropriate selection of the number of FFT points with an interpolation algorithm [24]. This approach aims to accurately identify the extreme peak within a convex function. This method requires determining three points, including a max peak and two neighboring peaks. Specifically with the spectrum form after FFT as shown in Fig. 8, the estimated frequency value of $f_{IF \text{ mes}}$ can be expressed as:

$$f_{IF \text{ mes}} = (k_{\max} + \delta_k)(f_s / N),$$

where δ_k is the measurement error

$$\delta_k = \frac{M(k_{\max} - 1) - M(k_{\max} + 1)}{2[M(k_{\max} - 1) - 2M(k_{\max}) + M(k_{\max} + 1)]},$$

Measurement results for various frequencies

f_{IF} , MHz	20.010	20.033	30.130	40.030
$f_{IF\text{mes}}$, MHz	20.009	20.032	30.129	40.031

wherein Mk_{\max} , k_{\max} are the amplitude spectrum and peak spectral index, respectively.

The implementation of this solution with FFT points set to $N = 2^{10}$ yields the following results for the measurement of various frequencies (Table).

On this basis, the frequency measurement and estimation of the proposed AFCS achieve a precision of approximately 1 kHz, corresponding to a relative error within the acceptable limit of 0.003 %.

An important characteristic of the AFC system is the width of the frequency tracking range. In legacy radar systems that utilize an analog frequency discriminator for frequency measurement, the tracking band typically falls within the range of ± 5 MHz relative to the center frequency f_{IF} . The synthesis of the proposed AFCS structure was performed based on the principles of the Kotelnikov transformation [14]. For instance, when configuring the AFCS for various f_{IF} values (e. g., 10, 20, 30, 40, 50 MHz etc.), the results of their measurement and determination are presented in Fig. 9. These results qualitatively demonstrate that the tracking bandwidth of AFCS is suitable for addressing the task of implementing improvements and adjustments.

The evaluation of the AFC system was conducted on the radar display when operating the MR-302 radar in amplitude mode at a frequency of $f = 3.91$ GHz in the field. Fig. 10, *a* illustrates the oscilloscope screen when using the initial AFCS, while Fig. 10, *b* depicts the oscilloscope screen when

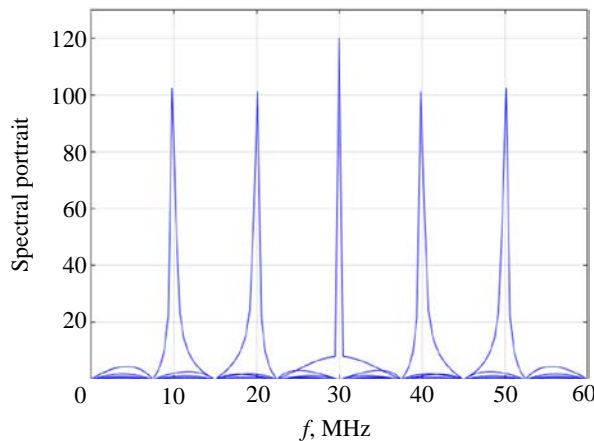
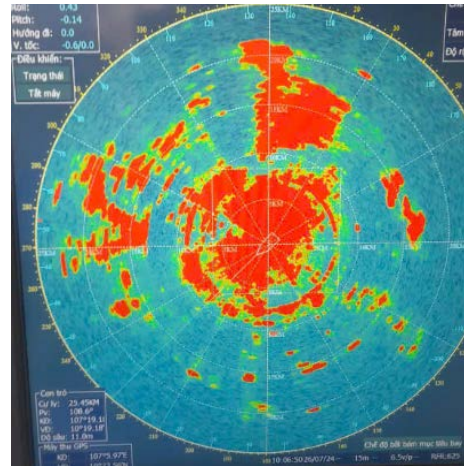
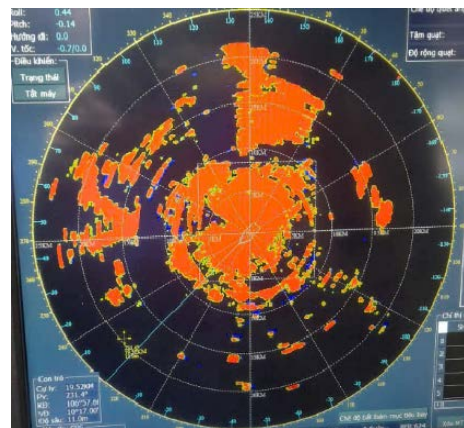


Fig. 9. AFCS frequency measurement capability of different values



a



b

Fig. 10. Circular view display of the operator in amplitude mode of the MR-302 radar, operating at a frequency of $f = 3.91$ GHz, in the field: *a* – when using the initial AFCS; *b* – when utilizing the proposed AFCS

utilizing the improved AFCS. The results shown in these figures qualitatively validate the effectiveness of the proposed system, confirming its potential to improve the performance of the aforementioned system.

Conclusion. Digital solutions and modern processing algorithms allow engineering and technological challenges to be addressed when implementing the task of improving legacy radar systems, particularly those utilizing magnetron transmitters. In this paper, we report the application of this approach to AFC systems of such radars. The key parameters of the improved system, including frequency measurement accuracy, tracking range, and processing speed, have been shown to meet or exceed those of the initial analog system. These results form a basis for further research aimed at improving and perfecting passive anti-interference systems, where the measurement and processing of signal phases represent critical challenges. These aspects will be addressed in our future work.

Authors contribution

Duc Y. Nguyen, development of synthesis and analytical approaches; participation in simulation and experimental testing; design of the structural and functional diagram.

Viet Hung Tran, research conception and scientific supervision, including simulation models for initial and improved AFCS elements by MATLAB tools; scientific support in synthesizing structural diagrams, functional diagrams of improved AFCS, schematic diagrams of its subsystems.

Minh Thien Hoang, scientific, methodological, and technological support in data analysis and synthesis; development of engineering solutions in product implementation; analysis, synthesis, and evaluation of data.

Hai Le, carrying out the research; implementation of specific circuit engineering solutions; programming FPGA to perform measurement and data processing functions

Phung Bao Nguyen, scientific supervision; consulting and controlling the entire prototype synthesis process; testing and evaluating of simulation and experimental data; manuscript editing.

Chi Thanh Vu, carrying out the research; product implementation; measurement and data collection; data evaluation.

References

1. Atlam systems. Magnotron Automatic Frequency Control (AFC) System. Available at: <https://www.altamsys.com/portfolio/magnetron-afc/> (accessed 09.04.2025)
2. Skolnik M. I. Introduction to Radar Systems. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 1980, 581 p.
3. Tyapkin V. N., Fomin A. N., Garin E. N., Fateev Yu. L., Berdyshev V. P., Nogovitsyn A. A., Temerov A. V., Somov V. G., Lyutikov I. V. *Osnovy postroeniya radiolokatsionnykh stantsii radiotekhnicheskikh voisk: uchebnyk* [Fundamentals of Construction of Radar Stations for Radiotechnical Troops: Textbook]. Krasnoyarsk, Sib. feder. un-t, 2011, 536 p. (In Russ.)
4. Ilarionov Yu. A., Raevsky A. S., Raevsky S. B., Sedakov A. Yu. *Ustroystva SVCH- i KVCH -diapazonov. Metody rascheta. Algoritmy. Tekhnologii izgotovleniya* [Microwave and EHF Range Devices. Calculation Methods. Algorithms. Manufacturing Technologies]. Moscow, Radio engineering, 2013, 752 p. (In Russ.)
5. Kubov V. LC-bridge Oscillator Frequency Characteristics. Experiment Findings. 2024, pp. 1–7. doi: 10.13140/RG.2.2.13351.15520
6. Kaganov V. I. *Radioelektronnye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* [Electronic Automatic Control Systems]. Moscow, Goryachaya liniya. Telekom, 2009, 432 p. (In Russ.)
7. Automatic Frequency Control. Available at: <https://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx11.en.html> (accessed 09.04.2025)
8. P-37. Available at: https://rtv-pvo-gsvg.narod.ru/doc/P_37_TO.pdf (accessed 09.04.2025)
9. PRV-13. Available at: https://rtv-pvo-gsvg.narod.ru/doc/Prv_13.pdf (accessed 09.04.2025)
10. Ermak S. N., Sokolov A. N., Nazarov D. G. *Radiolokatsionnye sistemy voennogo naznacheniya. Osobennosti ekspluatatsii i primeneniye PRV-13* [Military Radar Systems. Operation and Application Features of the PRV-13]. Minsk, BSUIR, 2019, 202 p. (In Russ.)
11. Skripkin N. I., Morugin S. L. Frequency Tuning of a Magnetron of the 3-mm Wavelength Range Using an Additional Output. Instruments and Experimental Technology. 2018, no. 4, pp. 516–520.
12. Borisova N. A. The Emergence of Radar in Different Countries: Comparative-Historical Analysis. Genesis: Historical Research. 2020, no. 7, pp. 51–73. (In Russ.) doi: 10.25136/2409-868X.2020.7.33501
13. Mytsenko I. M., Khalameida D. D. System of Automatic Frequency Control of Heterodyne of Radar Receiver with Magnetron Transmitter. *Radiofizika i Elektronika*. 2018, vol. 23, no. 2, pp. 48–53. (In Russ.) doi: 10.15407/rej2018.02.048
14. Chukhlomin I. E., Trubnikov A. V., Lashkevich G. Yu. The Automatic Digital Adjustment System of a Receiver Local Oscillator's Frequency Analysis to a Magnetron Pulsed Transmitter's Carrier. J. of Radio Electronics. 2022, no. 11, pp. 1–16. (In Russ.) doi: 10.30898/1684-1719.2022.11.10
15. Yachum N., Russamee N., Srisertpol J. Automatic frequency control of the magnetron system for medical linear accelerator using fuzzy logic control. Proc. of XLVI Int. Summer School Conf. APM. 2018, pp. 275–285.
16. Gonzalez R. C., Woods R. E. Digital Image Processing. 3rd Ed. New Jersey, Prentice-Hall, 2007, 976 p.
17. Sungsu Cha, Seung Hyun Lee, Hyung Dal Park, Ki Beak Song. Development of an Automatic Frequency Measurement System for RF Linear Accelerator Magnetrons. J. of the Korean Physical Society. 2015, vol. 66, no. 11, pp. 1664–1668. doi: 10.3938/jkps.66.1664
18. Kutsko D. I., Polzunov V. V. *Analiz raboty generatora s dopolnitel'noi obratnoi svyaz'yu* [Analysis of the Operation of a Generator with Additional Feedback]. Available at: https://libeldoc.bsuir.by/bitstream/123456789/36080/1/Kutsko_Analiz.pdf (accessed 09.04.2025)
19. Discover What's New. Available at: https://www.mathworks.com/products/new_products/la_test_features.html (accessed 09.04.2025)
20. Richards M. A., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. New Jersey, SciTech Publishing, 2010, 924 p.
21. Besgina I. P., Erjomka V. D., Makulina T. A., Mytsenko I. M. Current-Less Tuning and Control of Self-Oscillations Frequency Terahertz Range Klynotron. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2015, vol. 23, no. 6, pp. 47–60. (In Russ.)

22. Bezgina I., Yeremka V., Mitsenko I., Yeremka D., Halameida D. Automatic Frequency Control System of a Pulsed Magnetron. *Radiofizika i elektronika*. 2019, vol. 24, no. 3, pp. 61–66. (In Russ.)
doi: 10.15407/rej2019.03.061

23. Automatic Frequency Adjustment When Measuring S-Parameters of Converters Using Vector Network Analyzers Manufactured by JSC NPF MIKLAN.

Available at: <https://www.micran.ru/about/blog/avtomaticheskaya-podstroyka-chastoty-pri-izmerenii-s-parametrov-konvertorov-s-pomoshchyu-vektornykh/> (accessed 09.04.2025)

24. Methods of Interpolation and Approximation. Available at: https://portal.tpu.ru/SHARED/m/MBB/uchebnaya_rabota/Model/Tab/Interp_app.pdf (accessed 09.04.2025)

Information about the authors

Duc Y. Nguyen, Master's Student of the Electronic Technology Department of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. Area of expertise: radioelectronics and radar technology.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: nguyenducy@gmail.com

Viet Hung Tran, PhD (2022), Lecturer of the Electronic Technology Department of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: microwave equipment and technology; radioelectronic and radar technology; systems engineering

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: hung.isi@lqdtu.edu.vn.

Minh Thien Hoang, PhD (2015), Head of the Electronic Technology Department of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: microwave technology and technology; radio electronic and radar technology; systems engineering; microelectronic technology; telecommunications.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: thienhm.isi@lqdtu.edu.vn.

Hai Le, PhD (2025), Assistant in Consulting and Technology transfer Department of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: radar information processing; radioelectronic and radar technology; systems engineering.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: hail.isi@lqdtu.edu.vn.

Phung Bao Nguyen, PhD (1996), Prof. Advisor of Institute of System Integration, Guest Lecturer of the Electronic Technology Department of Institute of System Integration of Le Quy Don Technical University. The author of 32 scientific publications. Area of expertise: radar information processing; radioelectronic and radar technology; systems engineering.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi 11917, Vietnam

E-mail: nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn; baonp@imc.org.vn

Chi Thanh Vu, PhD (2015). Head of the Systems Engineering Department of Institute of Radioelectronic Equipment of Academy of Military Science and Technology. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: radar information processing; radioelectronic and radar technology; systems engineering.

Address: Academy of Military Science and Technology, 17, Hoang Sam St., Hanoi 11353, Vietnam

E-mail: thanhvch@gmail.com

Повышение эффективности системы ГЛОНАСС с использованием технологии некротных фазометрических шкал

В. С. Бахолдин[✉], Д. А. Леконцев

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

[✉] vka@mil.ru

Аннотация

Введение. Проведен анализ возможности реализации высокоэффективных беспереборных алгоритмов разрешения неоднозначности фазовых измерений в отечественной и зарубежных глобальных навигационных спутниковых системах. Предложены номинальные значения несущих частот системы ГЛОНАСС с кодовым разделением сигналов, обеспечивающие повышение ее эффективности посредством реализации технологии некротных шкал. Рассмотрены алгоритмы разрешения неоднозначности фазовых измерений, использующие систему остаточных классов для вычисления целого значения числа фазовых циклов несущих частот в полученном диапазоне неоднозначности. Приведены результаты моделирования и показана устойчивость предложенных алгоритмов к систематическим и случайным погрешностям фазовых измерений.

Цель работы. Повышение эффективности глобальных навигационных спутниковых систем при определении местоположения в навигационной аппаратуре потребителей, использующей фазовые измерения.

Материалы и методы. Для обработки фазовых измерений из файлов RINEX использовалась среда моделирования MATLAB. Указанная среда успешно применяется для решения широкого спектра научных задач разной сложности в промышленности и научно-исследовательских организациях. Для решения поставленной задачи в описываемой работе используется математический аппарат теории чисел и системы остаточных классов.

Результаты. Для системы ГЛОНАСС с кодовым разделением сигналов предложены новые номинальные значения несущих частот, разработан и промоделирован высокоэффективный беспереборный алгоритм разрешения неоднозначности фазовых измерений. Показана устойчивость некротных шкал к систематическим ошибкам, вызывающим сдвиг шкал друг относительно друга, и подтверждена работоспособность и надежность алгоритмов разрешения неоднозначности при наличии случайных погрешностей, не превышающих значения заданной предельной погрешности фазовых измерений.

Заключение. Проведенный анализ показал возможность формирования некротных фазометрических шкал в навигационной аппаратуре потребителя, использующей сигналы с кодовым разделением систем ГЛОНАСС, GPS, Galileo и BeiDou.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы, несущие частоты, фазовые измерения, разрешение неоднозначности, технология некротных шкал, система остаточных классов, китайская теорема об остатках

Для цитирования: Бахолдин В. С., Леконцев Д. А. Повышение эффективности системы ГЛОНАСС с использованием технологии некротных фазометрических шкал // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 99–107.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-99-107

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 24.04.2025; принята к публикации после рецензирования 26.09.2025; опубликована онлайн 29.12.2025



Improving GLONASS System Efficiency Using Non-Multiple Phase Scale Technology

Vladimir S. Bakholdin, Dmitry A. Lekontsev

Mozhaisky Military Space Academy, St Petersburg, Russia

✉ vka@mil.ru

Abstract

Introduction. This article analyzes the possibility of implementing highly efficient fault-tolerant algorithms for resolving the ambiguity of phase measurements in Russian and foreign global navigation satellite systems. Nominal values of the GLONASS carrier frequencies with code division of signals are proposed, which ensure an increase in its efficiency by implementing the technology of non-multiple scales. Algorithms for resolving the ambiguity of phase measurements are considered. These algorithms are based on a system of residual classes to calculate the integer value of the number of phase cycles of carrier frequencies in the obtained unambiguity range. The simulation results are presented, and the stability of the proposed algorithms to systematic and random errors of phase measurements is shown.

Aim. To improve the efficiency of global navigation satellite systems in determining the position of consumer navigation equipment using phase measurements.

Materials and methods. The MATLAB modeling environment was used to process phase measurements from RINEX files. This environment has proven efficient in resolving a wide range of scientific problems of varying complexity in industrial and research settings. To achieve the research aim, the mathematical apparatus of number theory and the system of residual classes were employed.

Results. For the GLONASS system with code division of signals, new nominal values of carrier frequencies are proposed; a highly efficient fault-tolerant algorithm for resolving the ambiguity of phase measurements is developed and simulated. The stability of non-multiple scales to systematic errors causing a shift of scales relative to each other is shown, and the operability and reliability of ambiguity resolution algorithms in the presence of random errors not exceeding the value of the specified limiting error of phase measurements is confirmed.

Conclusion. The conducted analysis has shown the possibility of forming non-multiple phase metric scales in consumer navigation equipment using signals with code division of GLONASS, GPS, Galileo, and BeiDou systems.

Keywords: global navigation satellite systems, carrier frequencies, phase measurements, ambiguity resolution, non-multiple scale technology, residual class system, Chinese remainder theorem

For citation: Bakholdin V. S., Lekontsev D. A. Improving GLONASS System Efficiency Using Non-Multiple Phase Scale Technology. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 99–107. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-99-107

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 24.04.2025; accepted 26.09.2025; published online 29.12.2025

Введение. Анализ перспективных сигналов системы ГЛОНАСС с кодовым разделением показал, что реализация беспереборных методов разрешения неоднозначности (РН) фазовых измерений (ФИ), таких, как метод синтезированной длины волны и метод некрatных шкал, затруднена [1, 2]. При этом известные методы, основанные на использовании избыточного числа измерений, не обеспечивают требуемую оперативность решения задачи определения ориентации высокодинамичных объектов. Сложивша-

яся ситуация обусловлена тем, что при выборе номинальных значений несущих частот (НЧ) $f_1 = 1600.995$ МГц, $f_2 = 1248.06$ МГц и $f_3 = 1202.025$ МГц для новых навигационных сигналов ГЛОНАСС не было уделено должного внимания параллельной разработке высокоэффективных беспереборных методов РН ФИ [3, 4]. В результате отношения выбранных НЧ друг к другу представляются в виде дробей с очень большой высотой (сумма числителя и знаменателя) [5, 6]:

$$\alpha_1 = \frac{f_2}{f_1} = \frac{244}{313}; \quad \alpha_2 = \frac{f_3}{f_1} = \frac{235}{313}; \quad \alpha_3 = \frac{f_3}{f_2} = \frac{235}{244}.$$

Условия согласования некрatных шкал для указанных пар частот НЧ принимают следующий вид: $|\delta\varphi_{12}| \leq 0.0012$; $|\delta\varphi_{13}| < 0.0012$; $|\delta\varphi_{23}| \leq 0.00142$ [7, 8]. Такие предельные значения погрешности (максимально допустимые) измерений дробной части фазовых циклов (ФЦ) в навигационной аппаратуре потребителя в настоящее время не достижимы, а следовательно, реализация высокоэффективных беспереборных алгоритмов РН с помощью технологии некрatных шкал невозможна. Следует отметить, что использование переборных алгоритмов также существенно затруднено, поскольку приведенные высоты дробей свидетельствуют об очень большом количестве возможных комбинаций неоднозначностей [9, 10].

В системе GPS НЧ имеют следующие номинальные значения: $f_1 = 1575.42$ МГц; $f_2 = 1227.6$ МГц; $f_3 = 1176.45$ МГц [11]. Эти частоты позволяют сформировать 3 пары некрatных фазометрических шкал:

$$\alpha_1 = \frac{f_2}{f_1} = \frac{60}{77}; \quad \alpha_2 = \frac{f_2}{f_3} = \frac{24}{23}; \quad \alpha_3 = \frac{f_1}{f_3} = \frac{154}{115}$$

при существенно менее жестких условиях согласования: $|\delta\varphi_{12}| \leq 0.005$; $|\delta\varphi_{23}| \leq 0.015$; $|\delta\varphi_{13}| \leq 0.0026$.

В интерфейсном контрольном документе (ИКД) европейской системы Galileo указаны 5 значений НЧ, образуемых аналогично системе GPS умножением тактовых частот дальномерных кодов на целочисленные коэффициенты: $f_{E1} = 1575.42$ МГц; $f_{E5a} = 1176.45$ МГц; $f_{E5} = 1191.795$ МГц; $f_{E5b} = 1207.14$ МГц; $f_{E6} = 1278.75$ МГц [12]. Используя указанные частоты, представляется возможным реализовать технологию некрatных шкал для следующих пар НЧ:

$$\alpha_1 = \frac{f_{E5a}}{f_{E6}} = \frac{23}{25}; \quad \alpha_2 = \frac{f_{E5b}}{f_{E1}} = \frac{59}{77};$$

$$\alpha_3 = \frac{f_{E1}}{f_{E5a}} = \frac{154}{115}; \quad \alpha_4 = \frac{f_{E6}}{f_{E5}} = \frac{250}{233},$$

а с учетом условий согласования шкал $|\delta\varphi_{E5aE6}| \leq 0.014$; $|\delta\varphi_{E1E5b}| \leq 0.005$; $|\delta\varphi_{E1E5a}| \leq 0.0026$ и $|\delta\varphi_{E5E6}| \leq 0.0014$ реализовать надежное (безошибочное) РН ФИ на первых двух парах НЧ.

После изменения в 2015 г. частотного плана китайской навигационной системы BeiDou космические аппараты, образующие орбитальный сегмент, излучают навигационные сигналы на НЧ: $f_{B1} = 1575.42$ МГц; $f_{B2} = 1191.795$ МГц; $f_{B3} = 1268.52$ МГц [12], что позволяет образовать 3 пары некрatных фазометрических шкал:

$$\alpha_1 = \frac{f_{B3}}{f_{B1}} = \frac{62}{77}; \quad \alpha_2 = \frac{f_{B2}}{f_{B3}} = \frac{233}{248};$$

$$\alpha_3 = \frac{f_{B2}}{f_{B1}} = \frac{233}{308}.$$

Из них условие согласования шкал $|\delta\varphi_{B1B3}| \leq 0.005$; $|\delta\varphi_{B2B3}| \leq 0.0014$; $|\delta\varphi_{B1B2}| \leq 0.0014$, исходя из достижимой погрешности измерения дробной части ФЦ, выполняется только для первой пары.

Таким образом, с учетом существующих возможностей по формированию некрatных шкал для РН ФИ в зарубежных глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС), а также требований по точности и оперативности получения навигационной информации о координатах и ориентации объекта необходимо использовать беспереборные методы РН, основанные на технологии некрatных шкал, и скорректировать номинальные значения НЧ в системе ГЛОНАСС с кодовым разделением сигналов [13].

Высокоэффективный алгоритм РН. В соответствии с утвержденной концепцией развития навигационных сигналов системы ГЛОНАСС с кодовым разделением НЧ должны быть кратны базовой частоте $f_b = 1.023$ МГц, однако фактически в ИКД при формировании data- и pilot-сигналов используется более низкая частота $f_b/2 = 511.5$ кГц [14, 15]. Исходя из этого были вычислены возможные значения НЧ, кратные ей и находящиеся в частотных диапазонах, ранее закрепленных международной комиссией по электросвязи за отечественной ГНСС, а также найдены подходящие дробные

Табл. 1. Отношение несущих частот f_1/f_2
 Tab. 1. Carrier frequency ratio f_1/f_2

f_2/f_1	1599460.5	1600995.0	1602018.0	1604064.0
1243968.0	3127/2432	1565/1216	783/608	49/38
1246014.0	3127/2436	1565/1218	9/7	112/87
1247037.0	59/46	1565/1219	1566/1219	1568/1219
1248060.0	3127/2440	313/244	783/610	392/305

Табл. 2. Отношение несущих частот f_2/f_3
 Tab. 2. Carrier frequency ratio f_2/f_3

f_3/f_2	1243968.0	1246014.0	1247037.0	1248060.0
1199979.0	1216/1173	406/391	53/51	1220/1173
1202025.0	1216/1175	1218/1175	1219/1175	244/235
1203048.0	152/147	29/28	1219/1176	305/294
1205094.0	32/31	609/589	1219/1178	610/589

би, описывающие их отношение. Результаты расчета и выбора номинальных значений НЧ в килогерцах и полученные значения обыкновенных дробей с относительно небольшой высотой приведены в табл. 1 и 2.

Красным цветом (жирным шрифтом) в таблицах отмечены номиналы частот и дроби, соответствующие сигналам с кодовым разделением, описанным в действующих ИКД. Синим цветом (курсивом) выделены частоты, для которых высота дроби не превышает 105 и удовлетворяет условиям согласования измерительных шкал по теореме о дробных частях. Эти значения НЧ могут быть использованы для реализации технологии некрatных шкал при соответствующих ограничениях на погрешности измерений дробной части ФЦ [15].

Зеленым цветом (жирным курсивом) показаны частоты, которые предлагается использовать в системе ГЛОНАСС с кодовым разделением сигналов при ее следующей модернизации. Предлагаемый вариант обеспечивает максимальный диапазон однозначности ФИ с учетом имеющихся ограничений на реализацию алгоритмов РН ФИ в системе ГЛОНАСС [13]. Рассмотренные НЧ вычисляются в соответствии со следующими выражениями:

$$\begin{aligned} f_1 &= 3127 f_b / 2 = 1599.4605 \text{ МГц}; \\ f_2 &= 2437 f_b / 2 = 1247.037 \text{ МГц}; \\ f_3 &= 2346 f_b / 2 = 1199.979 \text{ МГц}. \end{aligned}$$

Указанные частоты не позволяют использовать для РН ФИ метод синтезированной длины волны, однако при реализации метода некрatных шкал они обеспечивают диапазон однозначности ФИ более 586 м. Пары приведенных НЧ образуют следующие дроби:

$$\alpha_1 = \frac{f_1}{f_2} = \frac{59}{46}; \quad \alpha_2 = \frac{f_3}{f_2} = \frac{51}{53}; \quad \alpha_3 = \frac{f_1}{f_3} = \frac{3127}{2346}.$$

Выберем в качестве основной частоту f_2 , относительно которой некрatные шкалы представляются в виде следующих обыкновенных дробей:

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{P_1}{\Theta_1} = \frac{46}{59}; \quad \frac{\lambda_3}{\lambda_2} = \frac{f_2}{f_3} = \frac{P_2}{\Theta_2} = \frac{53}{51},$$

где $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – длины волн и длины измерительных шкал, соответствующие НЧ; $P_1, P_2, \Theta_1, \Theta_2$ – числители и знаменатели указанных дробей. Рассчитаем диапазон однозначности ФИ в ФЦ, а также в метрической мере относительно выбранной основной частоты f_2 :

$$D = \text{НОК}(P_1, P_2) = \text{НОК}(46, 53) = 46 \cdot 53 = 2438;$$

$$\Lambda_{\text{НЧ}} = 2438 \lambda_2 \approx 586.1 \text{ м}.$$

Так как максимальная высота дроби соответствует паре частот f_1 и f_2 , то для нее необходимо оценить требования к точности ФИ:

$$\begin{aligned} \delta n &= \text{int} \left[\sqrt{(P_1^2 + \Theta_1^2)} \delta_{\phi}^2 + 0.5 \right] = \\ &= \text{int} \left(\sqrt{(59^2 + 46^2)} 0.00668^2 + 0.5 \right) = 0. \end{aligned}$$

Таким образом, предельная погрешность $\delta_{\phi} = 3\sigma_{\phi}$ должна быть меньше 0.00668, а среднеквадратическое отклонение измерений дробной части ФЦ δ_{ϕ} соответственно 0.00222. С учетом нормального закона распределения измеренных значений фазы при указанной погрешности обеспечивается выполнение условия согласования шкал с вероятностью не менее $P_{12} = 0.997$. Так как требования к предельной погрешности ФИ для второй пары частот f_3 и f_2 практически идентичны, то можно полагать, что вероятность безошибочного вычисления целого числа ФЦ для нее будет равна

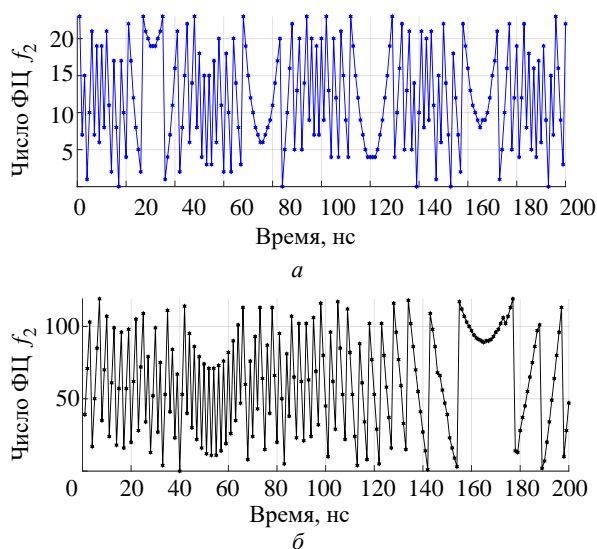


Рис. 1. Результаты РН на несущих частотах системы GPS: а – для двух f_2 и f_3 ; б – для трех f_1, f_2 и f_3

Fig. 1. Results of the RN on the carrier frequencies of the GPS system: a – for two f_2 and f_3 ; б – for three f_1, f_2 and f_3

$P_{23} = 0.997$. Тогда вероятность правильного вычисления целого числа ФЦ (РН) на трех НЧ можно оценить как произведение вероятностей $P_{123} = P_{12}P_{23} = 0.994$. Требования по точности измерения дробной части ФЦ для рассмотренного варианта не превышают требований, предъявляемых в настоящее время к измерениям в системе GPS, в которой максимальная высота дроби НЧ составляет 137. Результаты экспериментальной обработки ФИ, получаемых в системе GPS (рис. 1), показали возможности достижения указанных погрешностей измерений и реализации технологии некратных шкал [17].

Далее рассмотрим подробно расчет констант в системе остаточных классов (СОК) и реализацию алгоритма РН ФИ для трех предложенных НЧ [16, 19]. Так как числители дробей, описывающих отношение НЧ, взаимно простые числа, то $p_1 = P_1$, $p_2 = P_2$ и дополнительные поддиапазоны по теореме о дробных частях вычисляются следующим образом:

$$d_1 = D/P_1 = 2438/46 = 53;$$

$$d_2 = D/P_2 = 2438/53 = 46.$$

Вычислим наименьшие неотрицательные вычеты в СОК:

$$\varphi_1 \equiv d_1 \pmod{p_1} \equiv 53 \pmod{46} \equiv 7;$$

$$\varphi_2 \equiv d_2 \pmod{p_2} \equiv 46 \pmod{53} \equiv 46.$$

Далее найдем обратные им величины без использования таблиц индексов и антииндексов [6, 16]:

$$\varphi_1^{-1} \equiv \frac{1}{\varphi_1} \pmod{p_1} \equiv \frac{1}{7} \pmod{46} \equiv \frac{1+46 \cdot 5}{7} \pmod{46} \equiv 33;$$

$$\varphi_2^{-1} \equiv \frac{1}{\varphi_2} \pmod{p_2} \equiv \frac{1}{46} \pmod{53} \equiv \frac{1+53 \cdot 13}{46} \pmod{53} \equiv 15.$$

Вычислим элементы базиса в китайской теореме об остатках (КТО):

$$B_1 = d_1 \varphi_1^{-1} = 53 \cdot 33 = 1749;$$

$$B_2 = d_2 \varphi_2^{-1} = 46 \cdot 15 = 690.$$

Проведем контроль вычислений элементов базиса в КТО:

$$B_1 \equiv 1749 \pmod{46} \equiv 1; \quad B_2 \equiv 690 \pmod{53} \equiv 1.$$

Итоговый контроль вычислений элементов базиса выполняется в КТО:

$$B_1 + B_2 \pmod{D} \equiv 1749 + 690 \pmod{2438} \equiv 1 \pmod{2438}.$$

Вычислим элементы базиса по теореме о дробных частях:

$$G_1 \equiv \Theta_1^{-1} \pmod{p_1} \equiv \frac{1}{59} \pmod{46} \equiv \frac{1+46 \cdot 50}{59} \pmod{46} \equiv 39;$$

$$b_1 \equiv G_1 B_1 \pmod{D} \equiv 39 \cdot 1749 \pmod{2438} \equiv 2385;$$

$$G_2 \equiv \Theta_2^{-1} \pmod{p_2} \equiv \frac{1}{51} \pmod{53} \equiv \frac{1+53 \cdot 25}{51} \pmod{53} \equiv 26;$$

$$b_2 \equiv G_2 B_2 \pmod{D} \equiv 26 \cdot 690 \pmod{2438} \equiv 874.$$

Осуществим контроль вычислений элементов базиса:

$$b_1 \equiv G_1 \pmod{p_1} \equiv 39 \pmod{46} \equiv 2385;$$

$$b_2 \equiv G_2 \pmod{p_2} \equiv 26 \pmod{53} \equiv 874.$$

В результате выражение для вычисления полного числа ФЦ частоты f_2 в СОК примет вид

$$N_0 \equiv n_1 b_1 + n_2 b_2 \pmod{D} \equiv n_1 \cdot 2385 + n_2 \cdot 874 \pmod{2438},$$

где компоненты n_1 и n_2 вычисляются по теореме о дробных частях по следующим формулам:

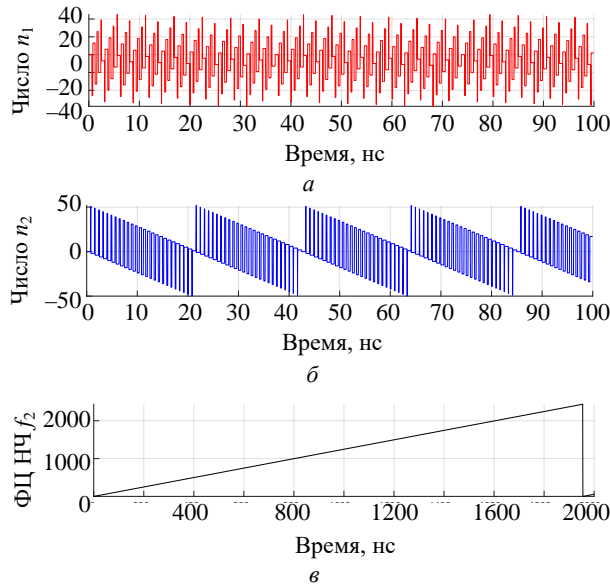


Рис. 2. Результаты РН на несущих частотах:
 а – для двух f_1, f_2 ; б – для двух f_2, f_3 ; в – для трех f_1, f_2, f_3
 Fig. 2. Results of RN on carrier frequencies: а – for two f_1, f_2 ;
 б – for two f_2, f_3 ; в – for three f_1, f_2, f_3

$$n_1 = \text{int}(\varphi_1 \cdot 46 - \varphi_2 \cdot 59 + 0.5);$$

$$n_2 = \text{int}(\varphi_3 \cdot 53 - \varphi_2 \cdot 51 + 0.5).$$

Здесь φ_1 , φ_2 и φ_3 – дробные части ФЦ, измеренные на выбранных частотах.

Для проверки работоспособности разработанного алгоритма и его устойчивости к систематическим и случайным погрешностям измерений было проведено математическое моделирование с использованием интерактивной системы для выполнения инженерных и научных расчетов MATLAB [20]. На рис. 2 приведены результаты вычисления компонент n_1 и n_2 на парах частот НЧ f_1, f_2 и f_2, f_3 , соответствующие максимальной задержке сигнала 100 нс, а также трех НЧ на интервале времени 2000 нс.

Оценка устойчивости алгоритма РН к случайным погрешностям измерений иллюстрируется рис. 3. Здесь представлены результаты моделирования работы алгоритма в полученном диапазоне однозначности при наличии погрешностей ФИ в ФЦ, распределенных по нормальному закону с $\sigma_\varphi = 0.00222$. Для каждого дискретного значения времени t с шагом 1 пс было сделано по 100 тыс. выборков зашумленных значений фаз φ_1 , φ_2 и φ_3 и проведено РН. При этом подсчитывалось число правильных и неправильных результатов РН. Таким

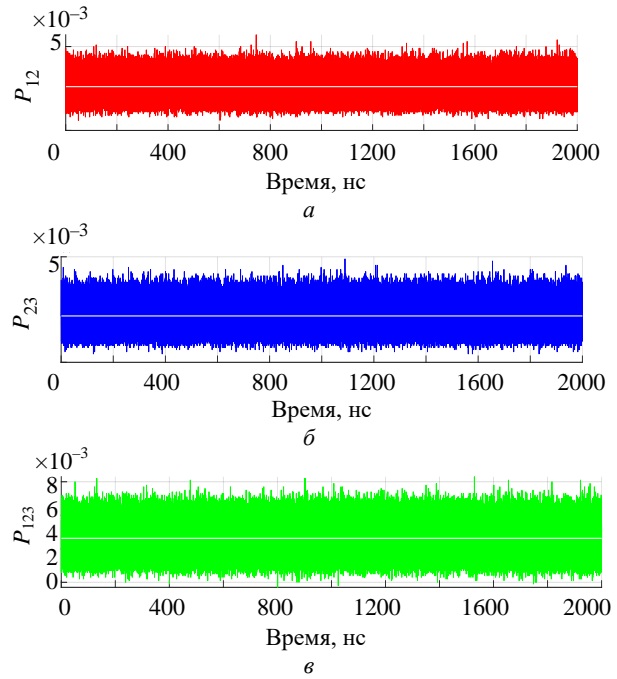


Рис. 3. Вероятности ошибок РН для несущих частот:
 а – для двух f_1, f_2 ; б – для двух f_2, f_3 ; в – для трех f_1, f_2, f_3
 Fig. 3. Probabilities of RN errors for carrier frequencies:
 а – for two f_1, f_2 ; б – for two f_2, f_3 ; в – for three f_1, f_2, f_3

образом, была определена оценка вероятности правильного РН для каждого значения текущей фазы, а затем вычислены средние значения полученных вероятностей P_{12}, P_{23}, P_{123} на интервале 2000 нс, показанные на рис. 3 белой линией. Они соответствуют приведенным ранее теоретическим расчетам вероятностей правильного вычисления целого числа ФЦ.

Устойчивость алгоритма РН к систематическим погрешностям ФИ подтвердили результаты моделирования (рис. 4). При моделировании в ФИ были введены систематические ошибки $\Delta\varphi_1 = 0.11$; $\Delta\varphi_2 = 0.15$; $\Delta\varphi_3 = 0.13$ для каждой НЧ. Результаты моделирования показали, что наличие систематических погрешностей не нарушает работоспособность алгоритма РН, а лишь сдвигает начало отсчета числа ФЦ (нулевого значения). Этот сдвиг можно вычислить аналитически и учесть при последующей обработке результатов. Оценим сдвиг начала отсчета числа ФЦ для указанных значений систематических погрешностей. Вначале вычислим компоненты n_1 и n_2 :

$$n_1 = \text{int}(0.11 \cdot 46 - 0.15 \cdot 59 + 0.5) = -4;$$

$$n_2 = \text{int}(\varphi_3 \cdot 53 - \varphi_2 \cdot 51 + 0.5) = -1.$$

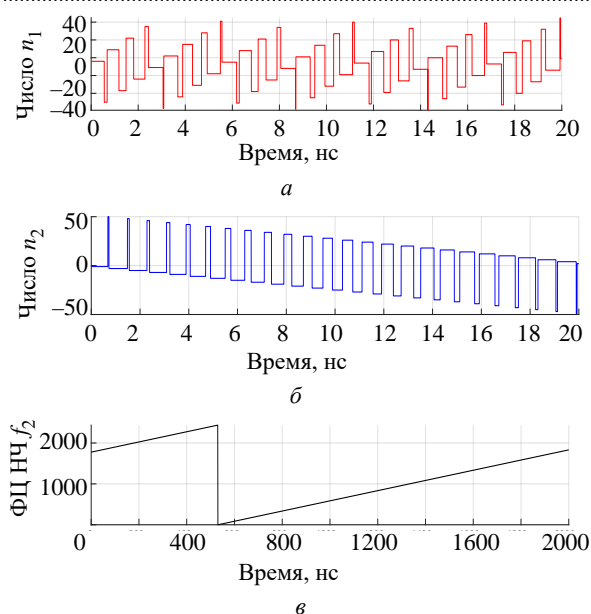


Рис. 4. Результаты РН на НЧ при наличии систематических погрешностей ФИ: а – на двух f_1, f_2 ;

б – на двух f_2, f_3 ; в – на трех f_1, f_2, f_3

Fig. 4. Results of RN on LF in the presence of systematic errors of FI: а – on two f_1, f_2 ;

б – on two f_2, f_3 ; в – on three f_1, f_2, f_3

Далее найдем полное число ФЦ частоты f_2 :

$$N_0 \equiv -4 \cdot 2385 - 1 \cdot 874 \pmod{2438} \equiv -10414 \pmod{2438} \equiv 1776.$$

Полученное число соответствует первому значению числа ФЦ частоты f_2 , приведенному на рис. 3.

Заключение. Анализ показал возможность формирования некрatных фазометрических шкал в навигационной аппаратуре потребителя, использующей сигналы с кодовым разделением систем GPS, Galileo и BeiDou.

Для системы ГЛОНАСС с кодовым разделением сигналов предложены новые номинальные значения НЧ, разработан и промоделирован высокоэффективный беспереборный алгоритм РН ФИ.

Показана устойчивость некрatных шкал к систематическим ошибкам, вызывающим сдвиг шкал друг относительно друга, и подтверждены работоспособность и надежность алгоритмов РН при наличии случайных погрешностей, не превышающих значения заданной предельной погрешности ФИ.

Список литературы

1. Забелин А. В. Математическая модель метода совпадения дробных частей порядка интерференции // Измерительная техника. 2011. № 7. С. 8–12.
2. Кукушкин С. С. Конструктивная теория конечных полей – основа алгоритмического решения проблем радиотехнических измерений // Двойные технологии. 2007. № 3 (40). С. 67–73.
3. ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития / под ред. А. И. Перова. М.: Радиотехника, 2020. 1072 с.
4. Глобальная навигационная спутниковая система. Интерфейсный контрольный документ. Общее описание системы с кодовым разделением сигналов. Редакция 1.0. М.: АО РКС, 2016. 133 с.
5. Шиханович Ю. А. Введение в современную математику. М.: Наука, 1965. 375 с.
6. Михелович Ш. М. Теория чисел. М.: Высш. шк., 1967. 336 с.
7. Бахолдин В. С. Беспереборный метод разрешения неоднозначности фазовых измерений в системе ГЛОНАСС // Радиотехника. 2015. № 11. С. 105–111.
8. Пат. RU 2157547 С1 МПК G01S 3/00, 5/00 (24.09.1999). Способ разрешения неоднозначности фазовых измерений / В. А. Пономарев, В. С. Бахолдин. Оpubл. 10.10.2000.
9. Тяпкин В. Н., Гарин Е. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС / СФУ. Красноярск, 2012. 259 с.
10. Пат. RU 2591953 С2 МПК G01S 19/04 (22.12.2011). Навигационная система и способ разрешения целочисленных неоднозначностей с использованием ограничения неоднозначности двойной разности / Л. Л. Дай, Р. Р. Хэтч, Ю. Чжан, М. Ван. Оpubл. 20.07.2016.
11. Пат. RU 2213979 С2 МПК G01S 3/00, 11/00 (22.12.2000). Способ разрешения неоднозначности фазовых измерений в системе GPS / В. А. Пономарев, В. С. Бахолдин. Оpubл. 10.10.2003.
12. Карутин С. Н., Власов И. Б., Дворкин В. В. Дифференциальная коррекция и мониторинг глобальных навигационных спутниковых систем. М.: Изд-во Моск. ун-та "ГАЛЕРИЯ", 2014. 464 с.
13. Бахолдин В. С., Леконцев Д. А. Концептуальная модель радиотехнической системы траекторных измерений на основе технологии формирования некрatных измерительных шкал // Вопросы радиоэлектроники. 2020. № 11. С. 14–21. doi:10.21778/2218-5453-2020-11-14-21
14. Глобальная навигационная спутниковая система. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L1. Редакция 1.0. М.: АО РКС, 2016. 64 с.
15. Глобальная навигационная спутниковая система. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L2. Редакция 1.0. М.: АО РКС, 2016. 15 с.

16. Разрешение неоднозначности в информационно-измерительных многошкальных приборах и системах / В. А. Пономарев, А. В. Пономарев, Т. М. Пономарева, В. С. Бахолдин; ВИКУ. СПб., 2001. 164 с.

17. Бахолдин В. С., Леконцев Д. А. Результаты моделирования и экспериментальной обработки фазовых измерений системы GPS с использованием беспереборных алгоритмов разрешения неоднозначности // Навигация и гидрография. 2023. № 71. С. 34–46.

18. Власов И. Б., Карутин С. Н. Беспереборный метод раскрытия неоднозначности измерений фазы в угломерной навигационной аппаратуре системы

GPS // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2004. № 3. С. 62–75.

19. Бахолдин В. С., Леконцев Д. А. Результаты экспериментальной обработки фазовых измерений системы ГЛОНАСС с использованием беспереборного алгоритма разрешения целочисленной неоднозначности для высокоточного абсолютного местоопределения // Изв. вузов. Приборостроение. 2024. Т. 67, № 2. С. 162–170. doi: 10.17586/0021-3454-2024-67-2-162-170

20. Дьяконов В. П. Matlab: обработка сигналов и изображений. Спец. справочник. СПб.: Питер, 2002. 608 с.

Информация об авторах

Бахолдин Владимир Станиславович – доктор технических наук (2023), доцент (2006), доцент кафедры Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиолокационных и радионавигационных системах.

Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия

E-mail: vka@mil.ru

Леконцев Дмитрий Александрович – кандидат технических наук (2017), доцент кафедры Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка сигналов; радиолокация; радионавигация, синтез радиолокационных изображений; цифровая обработка радиолокационных сигналов; радиовидение.

Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия

E-mail: vka@mil.ru

References

1. Zabelin A. V. Mathematical Model of the Exact Fraction Method for the Order of Interference. Measurement Techniques. 2011, vol. 54, no. 7. pp. 750–757. doi: 10.1007/s11018-011-9799-4

2. Kukushkin S. S. Constructive Theory of Finite Fields – The Basis of an Algorithmic Solution to Problems of Radio Engineering Measurements. Dual technologies. 2007, no. 3 (40), pp. 67–73. (In Russ.)

3. GLONASS. Modernizatsiya i perspektivy razvitiya [GLONASS. Modernization and Development Prospects]. Ed. by A. I. Perov. Moscow, Radio Engineering, 2020, 1072 p. (In Russ.)

4. Global'naya navigatsionnaya sputnikovaya sistema. Interfeisnyi kontrol'nyi dokument. Obshchee opisanie sistemy s kodovym razdeleniem signalov [Global Navigation Satellite System. Interface Control Document. General Description of the Code Division Multiple Access System]. Ed. 1.0. Moscow, JSC RKS, 2016, 133 p. (In Russ.)

5. Shikhanovich Yu. A. Vvedenie v sovremennuyu matematiku [Introduction to Modern Mathematics]. Moscow, Nauka, 1965, 375 p. (In Russ.)

6. Mikhelovich Sh. M. Teoriya chisel [Number Theory]. Moscow, Vysshaya shkola, 1967, 336 p. (In Russ.)

7. Bakholdin V. S. Non Reboric Method of Resolution of Ambiguity of Phase Measurements in System GLONASS. Radio Engineering. 2015, no. 11, pp. 105–111. (In Russ.)

8. Pat. RF no. 2157547. Ponomarev V. A., Bakholdin V. S. A Method for Resolving the Ambiguity of Phase Measurements. Publ. 10.10.2000. (In Russ.)

9. Tyapkin V. N. Metody opredeleniya navigatsionnykh parametrov podvizhnykh sredstv s ispol'zovaniem sputnikovoi radionavigatsionnoi sistemy GLONASS [Methods for Determining Navigation Parameters of Mobile Facilities Using the GLONASS Satellite Radio Navigation System]. Krasnoyarsk, Sib. Federal University, 2012, 260 p. (In Russ.)

10. Pat. RF, no. 2591953. Dai L. L., Hatch R. R., Zhang Yu., Wang M. Navigation System and Method for Resolving Integer Ambiguities Using the Double-Difference Ambiguity Constraint. Publ. 20.07.2016. (In Russ.)

11. Pat. RF, no. 2213979. Ponomarev V. A., Bakholdin V. S. Method for Resolving Ambiguity of Phase Measurements in the GPS System. Publ. 10.10.2003. (In Russ.)

12. Karutin S. N. Differentsial'naya korrektsiya i monitoring global'nykh navigatsionnykh sputnikovykh sistem [Differential Correction and Monitoring of Global Navigation Satellite Systems]. Moscow, Moscow University Publishing House GALLERY, 2014, 464 p. (In Russ.)

13. Bakholdin V. S., Lekontsev D. A. Conceptual Model of Radio Engineering System of Trajectory Measurements Based on Technology of Formation of Continuous Measuring Scales. Questions Of Radio Electronics. 2020, no. 11, pp. 14–21.

doi:10.21778/2218-5453-2020-11-14-21

14. Global'naya navigatsionnaya sputnikovaya sistema. Interfeisnyi kontrol'nyi dokument. Navigatsionnyi radiosignal otkrytogo dostupa s kodovym razdeleniem v diapazone L1 [Global Navigation Satellite System. Interface Control Document. Open-Access Code Division Multiple

Access Navigation Radio Signal in the L1 Band]. Ed. 1.0. Moscow, JSC RKS, 2016, 64 p. (In Russ.)

15. *Global'naya navigatsionnaya sputnikovaya sistema. Interfeisnyi kontrol'nyi dokument. Navigatsionnyi radiosignal otkrytogo dostupa s kodovym razdeleniem v diapazone L2* [Global Navigation Satellite System. Interface Control Document. Open-Access Code Division Multiple Access Navigation Radio Signal in the L2 Band]. Ed. 1.0. Moscow, JSC RKS, 2016, 15 p. (In Russ.)

16. Ponomarev V. A., Ponomarev A. V., Ponomareva T. M., Bakholdin V. S. *Razreshenie neodnoznachnosti v informatsionno-izmeritel'nykh mnogoshkal'nykh priborakh i sistemakh* [Ambiguity Resolution in Multiscale Information-Measuring Instruments and Systems]. SPb., VIKU, 2001, 164 p. (In Russ.)

17. Bakholdin V. S., Lekontsev D. A. Results of Modeling and Experimental Processing of Phase Measurements of the GPS System Using Exhaustive Search

Algorithms for Ambiguity Resolution. Navigation and Hydrography. 2023, no. 71, pp. 34–46. (In Russ.)

18. Vlasov I. B., Karutin S. N. Method of Removal of Phase Measurement Ambiguity in Angle-Metering Navigational Apparatus of Global Positioning System. Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering. 2004, no. 3, pp. 62–75. (In Russ.)

19. Bakholdin V. S., Lekontsev D. A. Results of experimental processing of phase measurements of the GLONASS system using an exhaustive integer ambiguity resolution algorithm for high-precision absolute positioning. Journal of Instrument Engineering. 2024, vol. 67, no. 2, pp. 162–170.
doi: 10.17586/0021-3454-2024-67-2-162-170

20. Dyakonov V. P. *MATLAB: obrabotka signalov i izobrazhenii* [MATLAB. Signal and image processing]. St Petersburg, Piter, 2002, 608 p. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir S. Bakholdin, Dr Sci. (Eng.) (2023), Associate Professor (2006), Associate Professor of the Department of A. F. Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 70 scientific papers. Area of expertise: digital signal processing in radar and radio navigation systems.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Dmitry A. Lekontsev, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor of the Department of A.F. Mozhaysky Military Space Academy. The author of more than 50 scientific papers. Area of expertise: spatio-temporal signal processing; radar; radio navigation; radar image synthesis; Earth remote sensing; radio vision.

Address: Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaya St., Saint Petersburg 197198, Russia

E-mail: vka@mil.ru

Разработка интегрального показателя ходьбы с нагрузкой на основании биомеханических и электромиографических параметров

В. К. Рыжов¹, Е. М. Скребова^{1✉}, А. М. Боронахин¹, И. А. Сакун^{1,2}, Д. Б. Попов^{1,2}

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

²Институт физиологии им. И. П. Павлова
Российской академии наук, Санкт-Петербург, Россия

✉ emskrebova@etu.ru

Аннотация

Введение. Ходьба с дополнительным отягощением – рюкзаком, утяжелителями или специализированным снаряжением – существенно изменяет работу опорно-двигательного аппарата. Переноска груза повышает нагрузку на суставы нижних конечностей, усиливает мышечную активность и изменяет пространственно-временные характеристики шага, что сопровождается увеличением энергетических затрат, причем влияние зависит не только от массы, но и от локализации груза. Современные исследования все чаще используют интеграцию биомеханических, кинетических и электромиографических данных для количественной оценки адаптаций организма к нагрузкам. Разработка комплексных интегральных показателей ходьбы с нагрузкой позволяет объективно описывать "биомеханическую стоимость" различных вариантов отягощения и может быть востребована в спорте, эргономике, военной подготовке и клинической практике.

Цель работы. Разработка интегрального показателя, количественно отражающего изменения человеческой походки под воздействием дополнительных масс – 3 кг, закрепленных на ногах, и 12 кг, равномерно размещенных в рюкзаке. Объектом исследования является функциональный анализ походки человека с дополнительной внешней нагрузкой, состоящий в совокупности из биомеханических и электромиографических параметров.

Материалы и методы. Для семи здоровых добровольцев были зарегистрированы трехмерные движения методом оптического "motion capture" с одновременной регистрацией электромиографии семи мышечных групп. Первичные траектории обрабатывались в QTM, экспортировались в TXT/TSV, далее структурировались скриптами Python; агрегированные величины (максимум, минимум, ROM) автоматически заносились в Excel. Корреляции между параметрами изучены по коэффициенту Спирмена. Достоверность изменений отдельных показателей оценена критерием Фридмана и кластеризацией.

Результаты. Сформирован интегральный показатель "I_{total}", использующий нормализацию min–max и равные веса.

Заключение. Дистальная нагрузка увеличивает время двойной опоры и снижает частоту шага; проксимальная – меняет мышечную активацию и положение таза, частично нормализуя пространственно-временные параметры. Интегральный показатель обобщает изменения биомеханических и ЭМГ-параметров, позволяя количественно оценить "биомеханическую стоимость" нагрузки.

Ключевые слова: биомеханика, маркерная система захвата движения, видеонализ, интегральный показатель, ходьба с нагрузкой, поверхностная электромиография, кинематика, кинетика

Для цитирования: Разработка интегрального показателя ходьбы с нагрузкой на основании биомеханических и электромиографических параметров / В. К. Рыжов, Е. М. Скребова, А. М. Боронахин, И. А. Сакун, Д. Б. Попов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 6. С. 108–120.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-108-120

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Работы выполнены с использованием оборудования научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" СПбГЭТУ "ЛЭТИ".

Статья поступила в редакцию 24.09.2025; принята к публикации после рецензирования 27.10.2025; опубликована онлайн 29.12.2025

Development of an Integral Index of Loaded Walking Based on Biomechanical and Electromyographic Parameters

Viktor K. Ryzhov¹, Elena M. Skrebova¹✉,
Alexander M. Boronahin¹, Ivan A. Sakun^{1,2}, Dmitry B. Popov^{1,2}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences, St Petersburg, Russia

✉ emskrebova@etu.ru

Abstract

Introduction. Walking with additional load, such as a backpack, weights, or specialized equipment, has a significant effect on the musculoskeletal system. Carrying extra weight increases the load on the lower limb joints, enhances muscular activity, and modifies the spatiotemporal characteristics of gait, which is accompanied by increased energy expenditure. Notably, these effects depend not only on the mass but also on the distribution of the load. Contemporary studies are increasingly employing the integration of biomechanical, kinetic, and electromyographic data to quantitatively assess the body's adaptation mechanisms to external loading. The development of integrated metrics for loaded walking is relevant for objective characterization of the biomechanical cost of different loading conditions, being promising for application in sports science, ergonomics, military training, and clinical practice.

Aim. To develop an integral index that quantitatively reflects changes in human gait under two external loads: 3 kg attached to the lower legs and 12 kg evenly distributed in a backpack. A functional analysis of loaded human gait, represented by a set of biomechanical and electromyographic parameters, was carried out.

Materials and methods. Seven healthy volunteers were subjected to examination using the methods of 3D optical motion capture and simultaneous surface electromyography from seven muscle groups. The primary trajectories were processed in QTM, exported to TXT/TSV, and further organized by Python scripts. The aggregated values (maximum, minimum, ROM) were automatically transferred to Excel. Inter-parameter dependencies were examined using Spearman's correlation coefficient. The statistical significance of individual changes was assessed using the Friedman test followed by cluster analysis.

Results. An integral index (I_{total}) using global min–max normalization and equal weighting of the selected metrics was developed.

Conclusion. Distal loading increases double-support time and decreases step frequency, whereas proximal loading alters muscle activation patterns and pelvic positioning, partially normalizing spatiotemporal gait parameters. The proposed integral index combines changes in biomechanical and EMG parameters, enabling a quantitative assessment of the biomechanical cost associated with the applied load.

Keywords: biomechanics, marker-based motion capture, video analysis, integral index, loaded walking, surface electromyography, kinematics, kinetics

For citation: Ryzhov V. K., Skrebova E. M., Boronahin A. M., Sakun I. A., Popov D. B. Development of an Integral Index of Loaded Walking Based on Biomechanical and Electromyographic Parameters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 6, pp. 108–120.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-6-108-120

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Acknowledgements. The work was performed using the equipment of the Research Laboratory "Motion Capture and Modelling Systems" of Saint Petersburg Electrotechnical University.

Submitted 24.09.2025; accepted 27.10.2025; published online 29.12.2025

Введение. Ходьба с дополнительным отягощением (например, перенос груза) существенно влияет на работу опорно-двигательного аппарата. Добавление груза приводит к увеличению нагрузки на суставы нижних

конечностей, повышению мышечной активности, вовлечению дополнительных мышечных групп для выполнения двигательной задачи и, следовательно, к возрастанию энергетических затрат. Экспериментально подтверждено вли-

ание переносимого груза на стратегии ходьбы в разных условиях, пространственно-временные параметры шага [1, 2], кинематику и кинетику суставов [3–5].

Утяжеление обуви или лодыжек приводит к тому, что мышцам требуется тратить больше усилий на каждый перенос конечности, преодолевая инерцию утяжеленных сегментов. Исследования показывают, что даже относительно небольшое утяжеление ног заметно сказывается на биомеханике ходьбы. Участники исследования Skinner & Barrack ходили с утяжелителями массой 1.82 кг, закрепленными на лодыжках: при этом потребление кислорода на единицу пройденного пути возросло на ~17.6 % при симметричном утяжелении обеих ног (и на ~7.4 % при утяжелении только одной ноги) по сравнению с обычной ходьбой [6].

Наблюдаются и изменения в работе мышц туловища при ходьбе с рюкзаком. Jordan и соавторы провели исследование влияния переносимого на спине груза (в рюкзаке с регулируемым поясом), общая масса которого составляла 40 % массы тела, на стратегии контроля туловища и работу мышц бедра при ходьбе по ровной или наклонной поверхности. Исследование показало, что использование рюкзака, особенно с поясным ремнем, снижает подвижность позвоночника: амплитуда вращения и бокового наклона уменьшилась на 30–70 % по сравнению с ходьбой без нагрузки. Это ограничение повышает жесткость позвоночника, что служит защитным механизмом, предотвращающим перегрузку межпозвоночных структур. При этом активность некоторых мышц – разгибателей спины снижалась при ходьбе с рюкзаком. Авторы объясняют это тем, что при фиксированном положении туловища потребность в напряжении данных мышц снижается – они работают меньше, так как движение позвоночника ограничено. В то же время в тазобедренных суставах наблюдалось увеличение амплитуды ротаций (внутреннего-внешнего поворота бедра) при нагрузке, что может свидетельствовать о перераспределении двигательной активности: организм компенсирует ограничение подвижности позвоночника за счет большего участия суставов нижних конечностей. Данные о перераспределении нагрузки в нижних ко-

нечностях и влиянии накопленной усталости при длительной ходьбе с грузом также были получены в работе Mullins et al., где отмечались прогрессирующие изменения в кинематике и повышенные физиологические затраты у нетренированных испытуемых [7]. В то же время конфигурация рюкзака не оказала влияния на работу сгибателей и разгибателей бедра [8]. Эксперимент с участием 7–9-летних детей показал, что с максимально нагруженным рюкзаком (содержимым, которое они реально носили в школу) дети шли медленнее и делали реже шаги, чем даже при нагрузке 10–15 % массы тела. Действительно, при переносе тяжестей организм испытывает большие нагрузки в коленных и тазобедренных суставах из-за возросшей силы реакции опоры и момента инерции движений [9, 10].

Эффект от дополнительной нагрузки зависит не только от массы груза, но и от его распределения. Нагрузка, расположенная ближе к центру массы тела (например, нагруженный жилет или рюкзак), более экономична с точки зрения затрат энергии, чем эквивалентный вес на ногах. При этом тонкие изменения в распределении нагрузки, такие как натяжение поясного ремня рюкзака, могут оказывать существенное влияние на движение и нагрузку в тазу и нижних конечностях, что подчеркивает важность эргономики снаряжения [11]. Изучение влияния разных типов нагрузки позволяет выявить потенциально опасные изменения походки и установить допустимые пределы отягощений для различных категорий людей (например, для военнослужащих, спортсменов или реабилитируемых пациентов), что является важной практической задачей, поскольку позволяет минимизировать риск травм [12]. Актуальность этой проблемы подтверждается эпидемиологическими данными, фиксирующими высокую распространенность повреждений опорно-двигательного аппарата, связанных с переносом груза, например среди военнослужащих [13]. Современные подходы все чаще базируются на интеграции данных из различных источников: маркерные системы захвата движения, электромиография (ЭМГ), силовые платформы, инерциальные датчики и т. д. При этом следует учитывать большое количество параметров, изме-

няющихся при ходьбе с различными видами нагрузок в зависимости от их локализации на теле. Разработка мультипараметрического интегрального показателя для оценки ходьбы с нагрузкой на основании биомеханических и электромиографических параметров является актуальной задачей в связи с возрастающей потребностью в точных и объективных методах оценки двигательной активности человека.

Материалы и методы. В исследовании приняли участие 7 добровольцев, средний возраст группы составил 22 ± 1 год. Все участники не имели заболеваний опорно-двигательного аппарата или неврологических нарушений и дали согласие на участие в исследовании. В рамках исследования был проведен сбор данных о биомеханических параметрах походки в условиях лаборатории, оснащенной современным оборудованием для анализа движений.

Для регистрации данных применялась система захвата движения ("motion capture"), состоящая из 6 инфракрасных камер и 2 видеокамер, 2 динамометрических платформ, 16-канальной системы ЭМГ, интегрированных в единую систему и синхронизированных по времени с помощью программного обеспечения "Qualisys Track Manager" (QTM) [14]. ЭМГ-датчики располагались строго в соответствии с международными рекомендациями SENIAM на целевых мышцах правой и левой нижних конечностей: m. Gluteus Maximus (большая ягодичная), m. Rectus Femoris (прямая мышца бедра), m. Viceps Femoris (двуглавая мышца бедра), m. Tensor Fasciae Latae (напрягатель широкой фасции бедра), m. Tibialis Anterior (передняя большеберцовая), m. Gastrocnemius Medialis (медиальная икроножная) и m. Soleus (камбаловидная) [15]. Поверхностные электроды устанавливались на брюшко мышцы по ходу мышечных волокон; перед наложением электродов кожа тщательно очищалась и обезжиривалась. Положение электродов фиксировалось с помощью медицинского пластыря, чтобы предотвратить смещение при движении. Для проведения регистрации движения использовалась маркерная модель для оценки нижних конечностей, разработанная Институтом ортопедии Ризолли – "IOR lower body marker set", дополненная маркерами в центре стопы

[16]. Программное обеспечение QTM использовалось для калибровки системы и сбора всех потоков данных в реальном времени. После завершения каждого испытания данные экспортировались из QTM в текстовом формате (табличные файлы .txt/.tsv). Основная экспериментальная процедура заключалась в выполнении серий ходьбы в трех различных условиях нагрузки:

- 1) без дополнительной нагрузки (базовый контрольный режим);
- 2) с грузом массой 3 кг на ногах – на каждую голень участника выше голеностопного сустава надевался утяжелитель и плотно фиксировался ремнями;
- 3) с рюкзаком массой 12 кг на спине – участник надевал туристический рюкзак, ремни которого затягивались для плотного прилегания к спине.

Методика эксперимента. Порядок выполнения условий для каждого испытуемого рандомизировали, чтобы исключить систематический эффект порядка (например, усталость к концу испытаний). Перед сменой условий делался перерыв 5...7 мин, во время которого испытуемый мог отдохнуть сидя, чтобы предотвратить накопление усталости и восстановить исходное состояние. Ходьба выполнялась по ровной поверхности лабораторной дорожки длиной ~10 м со встроенными силовыми платформами с произвольной комфортной скоростью. Старт и финиш отмечались вне зоны съемки, чтобы основная часть маршрута (около 6 м в центре) находилась в поле зрения камер и позволяла регистрировать несколько полных циклов шага в устойчивом режиме ходьбы (после разгона и перед остановкой). На рис. 1 представлены записи для нагрузки 3 кг на каждой ноге, 12 кг на спине и 0 кг на участниках при проведении исследования.

При ношении рюкзака участнику помогали надеть и снять его между попытками, чтобы снизить риск перенапряжения спины. Все испытания проходили в одном сеансе для каждого участника, общая продолжительность которого не превышала 1.5 ч. После завершения серии экспериментов у участников уточняли самочувствие и отсутствие дискомфорта или боли.

Обработка данных. Первичная обработка полученных данных заключалась в идентифи-

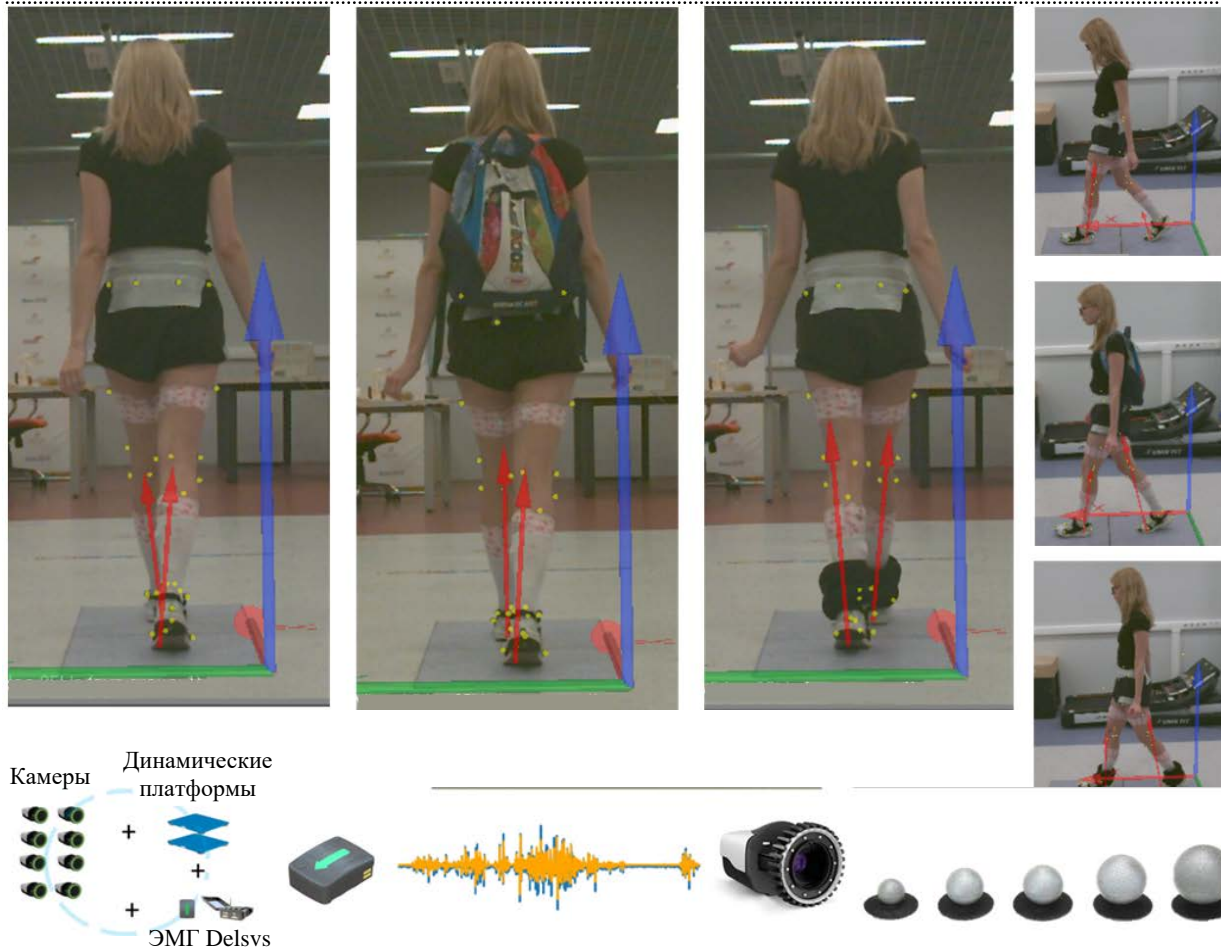


Рис. 1. Проведение эксперимента с разными условиями

Fig. 1. Conducting an experiment with different conditions

кации, восстановлении и фильтрации траекторий движения маркеров, установленных на теле.

После этого в программе Visual 3D [17] на основании маркерных координат и траекторий, данных силовых платформ и ЭМГ рассчитывались параметры движения, включающие в себя:

- а) угловые амплитуды движения суставов в трех плоскостях (сагиттальной, фронтальной и горизонтальной) в цикле шага;
- б) диапазон движения (Range of motion – ROM) суставов в трех плоскостях в цикле шага;
- в) пространственно-временные характеристики шага (длина, ширина, время цикла, время фаз цикла шага, каденция и т. д.);
- г) моменты сил в суставах в цикле шага;
- д) мощность, генерируемая в суставах в цикле шага;
- е) амплитудные характеристики ЭМГ.

На основе кинематических и кинетических данных идентифицировались ключевые события каждого шага – момент контакта пятки

(heel strike) и момент отрыва носка (toe-off) для каждой ноги. Для каждого цикла определялись фазы: опорная фаза (от heel strike до toe-off) и фаза переноса (от toe-off до следующего heel strike той же ноги), а также двухопорные интервалы, когда обе ноги контактируют с опорой. Длительности фаз и циклов рассчитывались в секундах. Итогом обработки являлись нормализованные во времени значения кинематики, кинетики и ЭМГ, соответствующие одному циклу шага. Полученные данные экспортировались в формате txt. Дальнейшая работа с полученными данными проводилась с использованием разработанных Python-скриптов для автоматизации вычислений. После расчета всех параметров для каждого участника в каждом из трех условий была проведена статистическая обработка результатов. Были получены значения четырех метрик: среднее для пространственно-временных параметров, минимум, максимум и диапазон для кинематических, ки-

нетических и ЭМГ-параметров. Основной целью статистического анализа являлось выявление значимых изменений метрик параметров походки под воздействием нагрузок (утяжелителей на ногах и рюкзака) по сравнению с исходным состоянием без нагрузки, а также оценка взаимосвязей между различными параметрами. Для исследования взаимосвязей между количественными параметрами применялся корреляционный анализ Спирмена. Для оценки влияния условий нагрузки на каждый из параметров применялся критерий Фридмана (Q) – непараметрический аналог однофакторного дисперсионного анализа с повторными измерениями. Критерий Фридмана проверяет нулевую гипотезу о том, что распределения оцениваемого показателя не отличаются между тремя связанными группами (в рассматриваемом случае: без нагрузки, с грузом на ногах, с рюкзаком). Статистическое значение критерия Фридмана вычислялось по каждой метрике для всех параметров, на основе ранжирования значений внутри одного исследования (ранги от 1 до 3 присваивались трем условиям для каждого из 7 участников), с последующими попарными сравнениями Уилкоксона и расчетом размера эффекта (d). Превышение критического значения Q проверялось χ^2 с 2 степенями свободы для заданного уровня $\alpha = 0.05$. При $p < 0.05$ нулевая гипотеза отвергалась, что свидетельствовало о наличии общих сдвигов показателя между условиями. Дополнительно были рассчитаны сводные статистики по каждому параметру в разных условиях: среднее значение \pm стандартное отклонение (для оценки вариативности между участниками) и медиана (для непараметрической оценки центральной тенденции). Все статистические расчеты выполнялись в среде Python с использованием библиотеки SciPy (подмодуль stats), а также проверены вручную для ключевых показателей. Критический уровень значимости во всех случаях принят равным 0.05, если не указано иное.

Результаты. Критерий Фридмана, примененный к 170 биомеханическим и ЭМГ-показателям, выявил широкий спектр параметров, достоверно различающихся между условиями 0, 3 и 12 кг. Диапазон статистик Q для значимых показателей составил 6.0–14.0 при $p < 0.01$, что

отражает выраженную реакцию походки на изменение локализации и значения внешней нагрузки.

Наиболее чувствительными к изменению нагрузки для минимальных значений оказались параметры, характеризующие:

- кинематику таза во всех плоскостях;
- кинематику стопы и голеностопа;
- кинематику бедра в сагиттальной и фронтальной плоскостях;
- горизонтальную составляющую силы реакции опоры;
- моменты приведения бедра;
- кинематику колена в горизонтальной плоскости.

Для максимальных значений наиболее чувствительными параметрами стали:

- наклон и ротация таза слева и справа;
- максимальное сгибание бедра;
- разворот стопы относительно линии движения.

Для диапазонов движения (ROM) наибольшая чувствительность зафиксирована:

- для тазовой ротации;
- параметров стопы и голеностопного сустава;
- фронтальной кинематики бедра.

Для средних значений наиболее значимыми оказались временные характеристики шага: среднее время цикла, опоры, переноса, среднее время шага, скорость и частота шагов.

По результатам статистического анализа всех метрик был сформирован сводный ранжированный список, включающий в себя 42 наиболее значимых биомеханических параметра ходьбы с достоверностью $p < 0.05$ (см. таблицу).

Классификация параметров по степени чувствительности. Для систематизации 170 биомеханических и ЭМГ-параметров была проведена классификация на основании критерия Фридмана (Q , p) и стандартных размеров эффекта (d) в попарных сравнениях условий (0, 3, 12 кг).

Параметры были распределены на четыре категории (рис. 2):

1. Высокая чувствительность – статистически значимые различия при $p < 0.05$, сопровождающиеся крупными эффектами $|d| > 0.8$.
2. Умеренная чувствительность – значимые различия при $p < 0.05$, но с менее выраженными эффектами $|d| < 0.8$.
3. Показатели с крупными эффектами при

Сводный ранжированный список наиболее значимых параметров для 4 метрик: среднее, минимум, максимум и диапазон
 Summary ranked list of the most significant parameters for four metrics: average, minimum, maximum and range

№	Параметр	Критерий Фридмана (Q)	p -value (Фридман)	0 kg vs 3 kg (d)	0 kg vs 12 kg (d)	Показатель
1	Ротация таза справа	14.000	0.00091	-1.885	1.807	Максимум
2	Среднее время переноса левой ноги	12.286	0.00215	-1.205	0.671	Среднее
3	Угол разворота левой стопы	12.286	0.00215	-1.396	-1.152	Диапазон
4	Ротация таза справа	12.286	0.00215	-1.528	1.989	Диапазон
5	Частота циклов левой ноги в минуту	11.143	0.00381	1.340	-0.379	Среднее
6	Угол сгибания бедра справа	11.143	0.00381	-0.100	3.200	Максимум
7	Наклон таза в сагиттальной плоскости слева	11.143	0.00381	-0.198	4.348	Минимум
8	Наклон в сагиттальной плоскости таза справа	11.143	0.00381	-0.498	5.697	Максимум
9	Время цикла левой ноги	11.143	0.00381	-1.281	0.448	Среднее
10	Время цикла	11.143	0.00381	-1.310	0.474	Среднее
11	Время переноса правой ноги	11.143	0.00381	-1.802	0.560	Среднее
12	Количество шагов левой ноги в минуту	10.571	0.00506	1.129	-0.235	Среднее
13	Скорость	10.571	0.00506	1.099	0.139	Среднее
14	Темп шага в секунду	10.571	0.00506	1.072	0.162	Среднее
15	Ротация таза слева	10.571	0.00506	0.483	-1.900	Минимум
16	Сгибание бедра слева	10.571	0.00506	0.050	3.129	Максимум
17	Наклон таза слева	10.571	0.00506	-0.258	5.023	Максимум
18	Ротация таза слева	10.571	0.00506	-0.345	1.772	Диапазон
19	Время шага левой ноги	10.571	0.00506	-1.042	0.275	Среднее
20	Время опоры правой ноги	9.556	0.00841	-1.104	-0.124	Среднее
21	Медиально-латеральная составляющая силы реакции опоры	9.360	0.00928	1.804	0.900	Минимум
22	Количество циклов правой ноги в минуту	8.857	0.01193	1.451	-0.379	Среднее
23	Угол левой стопы относительно пола	8.857	0.01193	-0.723	-0.261	Минимум
24	Время цикла правой ноги	8.667	0.01312	-1.324	0.486	Среднее
25	Время шага правой ноги	8.074	0.01765	-1.713	0.130	Среднее
26	Приведение правого бедра	8.000	0.01832	1.169	0.301	Диапазон
27	Угол правой стопы относительно пола	8.000	0.01832	0.529	0.368	Диапазон
28	Правая передняя большеберцовая мышца	8.000	0.01832	-0.519	1.501	Максимум
29	Время опоры левой ноги	8.000	0.01832	-1.248	-0.054	Среднее
30	Количество шагов правой ноги в минуту	7.714	0.02113	1.843	-0.097	Среднее
31	Угол левой стопы относительно пола	7.714	0.02113	0.535	0.341	Диапазон

Окончание табл. Сводный ранжированный список наиболее значимых параметров для 4 метрик: среднее, минимум, максимум и диапазон

End of tab. Summary ranked list of the most significant parameters for four metrics: average, minimum, maximum and range

№	Параметр	Критерий Фридмана (Q)	p -value (Фридман)	0 kg vs 3 kg (d)	0 kg vs 12 kg (d)	Показатель
33	Наклон таза справа	7.714	0.02113	-0.382	1.311	Минимум
34	Сгибание правого голеностопа	7.714	0.02113	-0.526	-0.384	Минимум
35	Угол правой стопы относительно пола	7.714	0.02113	-0.635	-0.337	Минимум
36	Момент приведения правого бедра	7.630	0.02204	0.676	-1.005	Минимум
37	Приведение правого бедра	7.143	0.02812	-0.753	-0.352	Минимум
38	Сгибание левого бедра	7.143	0.02812	-1.375	1.753	Минимум
39	Ротация таза справа	6.000	0.04979	0.551	-0.989	Минимум
40	Угол правой стопы относительно пола	6.000	0.04979	0.454	0.401	Максимум
41	Ротация правого колена	6.000	0.04979	0.230	1.037	Минимум
42	Наклон таза во фронтальной плоскости слева	6.000	0.04979	-0.995	0.085	Минимум

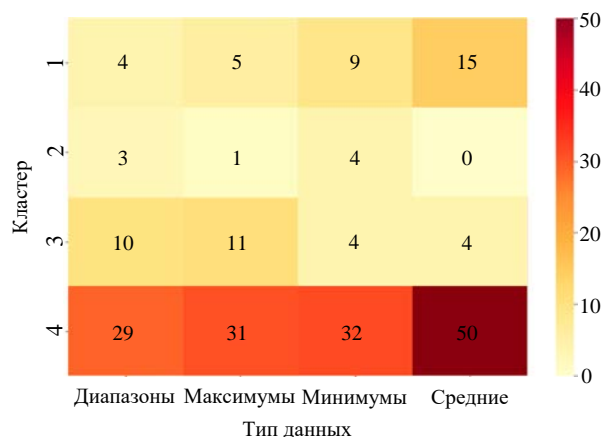


Рис. 2. Распределение параметров по кластерам и типам данных

Fig. 2. Distribution of parameters by clusters and data types

недостаточной мощности – отсутствие статистической значимости ($p > 0.05$) при $|d| > 0.8$, что может отражать влияние малой выборки ($n = 7$).

4. Стабильные параметры – отсутствие существенных изменений ($p > 0.05$ и $|d| < 0.8$).

Такое разделение позволяет выделить параметры, наиболее информативные для интерпретации адаптации походки к нагрузке.

Изменения диапазонов движений (ROM). При дистальной нагрузке (3 кг) наиболее выраженные изменения диапазонов движений наблюдались в голеностопном сегменте. Диапазон угла разворота стопы снижался значительно ($d_{(0-3)} = -1.40$), что указывает на уменьшение вариативности работы стопы и на переход к более стабилизированной

механике шага. Снижение ROM данного сегмента отражает тенденцию к минимизации "лишних" движений при увеличении инерционности дистального звена.

Проксимальная нагрузка (рюкзак массой 12 кг) в отличие от дистальной вызывала увеличение ROM таза, преимущественно в компонентах вращения:

- Right Pelvic Rotation: $Q = 12.29$; $p = 0.002$; $d_{(0-12)} = +1.99$;
- Left Pelvic Rotation: $d_{(3-12)} = +1.77$.

Рост амплитуды тазовых движений демонстрирует переход компенсации на проксимальный уровень, что согласуется с биомеханической моделью стабилизации центра масс (ЦМ) при перенесении нагрузки по корпусу.

Таким образом, локализация нагрузки определяет направление кинематических изменений:

- 3 кг → преимущественная стабилизация дистального сегмента (стопа);
- 12 кг → компенсация за счет проксимального сегмента (таз).

Пространственно-временные характеристики шага. При массе 3 кг наблюдалось систематическое сокращение временных характеристик шага:

- время цикла шага (Cycle Time): $d_{(0-3)} = -1.31$;
- время переноса (Swing Time): $d_{(0-3)} = -1.20 \dots -1.80$;
- частота шагов (Cadence): $d_{(0-3)} = +1.34$.

Подобная конфигурация изменений указывает на переход к более быстрому и фрагментированному шагу. Уменьшение длительности фаз сопровождается увеличением частоты шагов, что интерпретируется как компенсаторная стратегия повышения динамической устойчивости при возросшей инерции дистального сегмента.

В эксперименте с рюкзаком массой 12 кг временные параметры демонстрировали частичное возвращение к значениям 0 кг ($|d_{(3-12)}| \leq 0.4$). Длительность фаз и ритм шага стабилизировались, что указывает на сохранение базовой структуры шага и отсутствие необходимости в ускорении циклов.

Таким образом, наблюдаются следующие изменения:

- 3 кг → стратегия ускоренного шага, направленная на управление инерционным моментом дистальных сегментов;
- 12 кг → сохранение естественного ритма, что отражает перераспределение компенсации на уровень таза и корпуса.

Максимальные и минимальные суставные углы. Наибольшая выраженность изменений наблюдалась в тазовых углах. Амплитуды наклона и вращения таза существенно увеличивались при нагрузке 12 кг:

- Right Pelvic Tilt Max: $d_{(3-12)} = +5.70$;
- Left Pelvic Tilt Max: $d_{(3-12)} = +4.33$;
- Pelvic Rotation: Q до 14.0; $p < 0.001$; $d \approx 2.0$.

Такие значения соответствуют многоуровневой перестройке позы при смещении ЦМ назад.

Дополнительно максимальное сгибание бедра увеличивалось при 12 кг:

- Right Hip Flexion Max: $d_{(0-12)} = +3.20$.

Увеличение сгибания бедра отражает потребность в более энергичном вынесении ноги вперед на фоне позуальной перестройки.

Параметры стопы. Параметры, характеризующие ориентацию стопы, оказались одними из наиболее чувствительных к локализации нагрузки. Так, Foot Progression Angle:

- $Q = 12.29$; $p = 0.002$;
- $d_{(0-3)} = -1.40$;
- $d_{(0-12)} = -1.15$.

Увеличение наружного разворота стопы при 3 кг и его сохранение при 12 кг отражают устойчивую стабилизирующую стратегию,

направленную на расширение функционального "коридора устойчивости".

ЭМГ-показатели. Среди всех мышечных групп наиболее выраженная реакция была обнаружена у медиальной головки икроножной мышцы:

- Gastrocnemius Medialis Max: $Q = 8.00$;
- $p = 0.018$; $d_{(0-12)} = +1.50$

Увеличение активации данной мышцы согласуется с моделью стабилизации голеностопного сустава при перераспределении массы на верхнюю часть тела.

Интегральный показатель (I_{total}). Отобранные метрики для каждого участника эксперимента были нормированы в диапазон 0...1 по общему min-max ($n = 21$) и объединены равными весами (рис. 3).

Усредненные значения I_{total} составили:

- 0 кг: 0.22 ± 0.05 ;
- 3 кг: 0.60 ± 0.07 ;
- 12 кг: 0.48 ± 0.06 .

На рис. 4 представлены боксплоты распределения I_{total} по условиям нагрузки (0, 3, 12 кг). Полученные значения демонстрируют, что дистальная нагрузка оказывает более выраженное влияние на механику шага, чем более тяжелая, но проксимально расположенная нагрузка. Данный эффект отражает различие в инерционных свойствах нагрузок и неодинаковую биомеханическую стоимость их компенсации.

Было выявлено, что дистальный груз массой 3 кг оказался биомеханически "дороже", чем проксимальная нагрузка 12 кг. Данное наблюдение

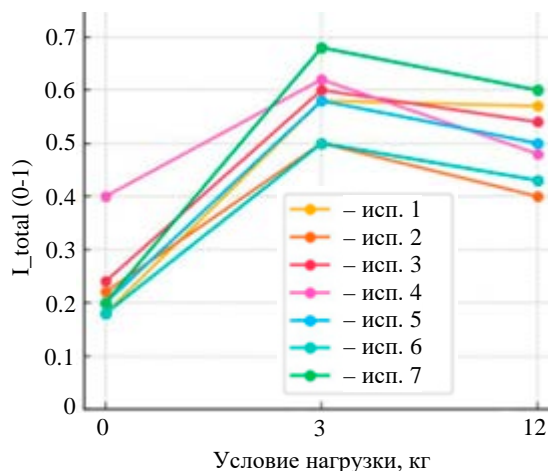


Рис. 3. Индивидуальные траектории I_{total}

Fig. 3. Individual trajectories of I_{total}

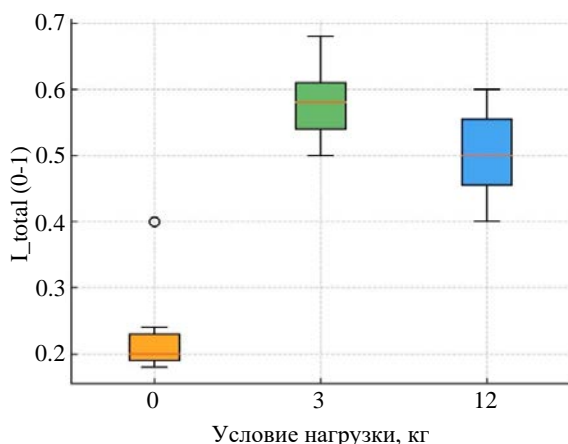


Рис. 4. Боксплоты распределения I_{total}

Fig. 4. Box plots of I_{total} distribution

согласуется с литературными данными о влиянии момента инерции на смещение ЦМ тела.

Заключение. Полученные данные демонстрируют, что локализация нагрузки определяет характер адаптации походки в большей степени, чем ее масса. Дистальное утяжеление сопровождается выраженным увеличением времени двойной опоры и снижением частоты шагов, что отражает стратегию динамической осторожности, направленную на стабилизацию

дистального сегмента. Такая конфигурация темпоральных изменений свидетельствует о стремлении минимизировать колебания утяжеленной ноги за счет перераспределения движений и ускорения отдельных фаз шага.

Переход к проксимальной нагрузке приводит к качественно иной модели адаптации: наблюдается увеличение вовлечения икроножных мышц, усиление наклона таза вперед и перераспределение движений в проксимальных звеньях. Эти изменения способствуют стабилизации центра масс и позволяют частично нормализовать темпоральные параметры, несмотря на большую массу груза. В результате интегральный показатель I_{total} снижается, отражая меньшую биомеханическую "стоимость" проксимальной нагрузки по сравнению с дистальной.

Разработанный интегральный показатель аккумулирует вариабельность исходных кинематических и ЭМГ-параметров и может быть использован как быстрый и информативный критерий биомеханической цены переносимого груза, обеспечивая объективное сравнение различных стратегий адаптации [18].

Авторский вклад

Рыжов Виктор Константинович – разработка и реализация методики расчета интегрального показателя ходьбы с нагрузкой; сбор и обработка данных; анализ, выполнение расчетов, написание статьи.

Скребова Елена Михайловна – консультация, сбор и анализ данных; выполнение расчетов; написание статьи.

Боронахин Александр Михайлович – научное руководство; написание и редактирование статьи.

Сақун Иван Антонович – сбор данных; редактирование статьи; выполнение расчетов.

Попов Дмитрий Борисович – сбор данных; редактирование статьи; выполнение расчетов.

Author's contribution

Viktor K. Ryzhov, development and implementation of a methodology for calculating the integral indicator of walking with load; data collection and processing; analysis, calculations, writing an article.

Elena M. Skrebova, consulting, data collection and analysis; performing calculations; writing an article.

Alexander M. Boronahin, scientific guidance; writing and editing of the article.

Ivan A. Sakun, data collection; article editing; performing calculations.

Dmitry B. Popov, data collection; editing the article; performing calculations.

Список литературы

1. Effect of load carriage on joint kinematics, vertical ground reaction force and muscle activity: Treadmill versus overground walking / M. Künzler, S. Herger, E. De Pieri, C. Egloff, A. Mündermann, C. Nüesch // *Gait & Posture*. 2023. Vol. 104. P. 1–8.

doi: 10.1016/j.gaitpost.2023.05.018

2. Effects of backpack load on spatiotemporal turning gait parameters / X. Hu, L. Jia, J. Tang, Q. Duan, C. Chen, Z. Zhao, X. Qu // *Intern. J. of Industrial Ergonomics*. 2023. Vol. 95. Art. № 103443.

doi: 10.1016/j.ergon.2023.103443

3. Tilbury-Davis D. C., Hooper R. H. The kinetic and kinematic effects of increasing load carriage upon the lower limb // *Human Movement Science*. 1999. Vol. 18, № 5. P. 693–700.

4. Kinetic changes in gait during low magnitude military load carriage / D. Majumdar, M. Sudan Pal, A. Pramanik, D. Majumdar // *Ergonomics*. 2013. Vol. 56, № 8. P. 1278–1287.

doi: 10.1080/00140139.2013.835871

5. Liew B., Morris S., Netto K. The Effect of Backpack Carriage on the Biomechanics of Walking: A Systematic Review and Preliminary Meta-Analysis // *J. of Applied Biomechanics*. 2016. Vol. 32, № 6. P. 614–629. doi: 10.1123/jab.2015-0339
6. Skinner H. B., Barrack R. L. Ankle weighting effect on gait in able-bodied adults // *Archives of Physical Medicine and Rehabilitation*. 1990. Vol. 71, № 2. P. 112–115.
7. Lower limb kinematics and physiological responses to prolonged load carriage in untrained individuals / A. K. Mullins, L. E. Annett, J. R. Drain, J. G. Kemp, R. A. Clark, D. G. Whyte // *Ergonomics*. 2015. Vol. 58, № 5. P. 770–780. doi: 10.1080/00140139.2014.984775
8. Walking slope and heavy backpack loads affect torso muscle activity and kinematics / J. T. Sturdy, H. N. Rizeq, A. Silder, P. H. Sessoms, A. K. Silverman // *J. of Electromyography and Kinesiology*. 2023. Vol. 70. Art. № 102769. doi: 10.1016/j.jelekin.2023.102769
9. Influence of School Backpack Load as a Variable Affecting Gait Kinematics among Seven-Year-Old Children / P. Tomal, A. Fryzowicz, E. Skorupska, L. B. Dworak // *Intern. J. of Environmental Research and Public Health*. 2022. Vol. 19, № 7. Art. № 3843. doi: 10.3390/ijerph19073843
10. Birrell S. A., Hooper R. H., Haslam R. A. The effect of military load carriage on ground reaction forces // *Gait & Posture*. 2007. Vol. 26, № 4. P. 611–614. doi: 10.1016/j.gaitpost.2006.12.008
11. The Influence of Backpack Weight and Hip Belt Tension on Movement and Loading in the Pelvis and Lower Limbs during Walking / K. Oberhofer, P. D. Wetenschwiler, N. Singh, S. J. Ferguson, S. Annaheim, R. M. Rossi, S. Lorenzetti // *Applied Bionics and Biomechanics*. 2018. Vol. 2018. Art. № 4671956. doi: 10.1155/2018/4671956
12. Ahmad H. N., Barbosa T. M. The effects of backpack carriage on gait kinematics and kinetics of schoolchildren // *Scientific Reports*. 2019. Vol. 9. Art. № 3364. P. 1–11. doi: 10.1038/s41598-019-40076-w
13. Reported Load Carriage Injuries of the Australian Army Soldier / R. M. Orr, V. Johnston, J. Coyle, J. Pope // *J. of Occupational Rehabilitation*. 2015. Vol. 25, № 2. P. 316–322. doi: 10.1007/s10926-014-9540-7
14. Qualisys Track Manager. URL: <https://www.qualisys.com/> (дата обращения: 18.09.2025).
15. Stegeman D. F., Hermens H. J. Standards for surface electromyography: the European project "Surface EMG for non-invasive assessment of muscles (SENIAM)". URL: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=b280c4751a2658380a77052b0aab7929e6943a57> (дата обращения: 18.09.2025).
16. A new anatomically based protocol for gait analysis in children / A. Leardini, Z. Sawacha, G. Paolini, S. Ingrassio, R. Nativo, M. G. Benedetti // *Gait & Posture*. 2007. Vol. 26, № 4. P. 560–571. doi: 10.1016/j.gaitpost.2006.12.018
17. Visual3D. URL: <https://www.target3d.co.uk/has-motion> (дата обращения: 18.09.2025).
18. Effects of additional weight-bearing on the in vivo kinematics of the human ankle joint complex during walking / S. Wang, Z. Qian, X. Liu, G. Song, Z. Jiang, K. Wang, J. Wu, J. Liu, L. Ren, L. Ren // *Scientific Reports*. 2024. Vol. 14. Art. № 29049. doi: 10.1038/s41598-024-80716-4

Информация об авторах

Рыжов Виктор Константинович – магистр по направлению "Приборостроение" (2025, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)). Сфера научных интересов – биомеханика; системы захвата и моделирования движения. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: viktor.ryzhov.2001@mail.ru

Скребова Елена Михайловна – специалист по направлению "Инженерное дело в медико-биологической практике" (2015, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный минерально-сырьевой университет "Горный"»), начальник научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; анализ движений; системы захвата движения; машинное обучение; персональная навигация; моделирование и анализ взаимодействия человека с техническими средствами. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: emskrebova@etu.ru <https://orcid.org/0009-0004-6384-163X>

Боронахин Александр Михайлович – доктор технических наук (2013), профессор (2020), профессор кафедры лазерных измерительных и навигационных систем, декан факультета информационно-измерительных и биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных публикаций. Сфера научных интересов – мониторинг; инерциальные системы; геоинформационные технологии, метрология.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: AMBorona@etu.ru

Сакун Иван Антонович – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер-исследователь лаборатории физиологии движения Института физиологии им. И. П. Павлова Российской академии наук (Санкт-Петербург). Младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; биомеханика физических упражнений; персональная навигация; баланс; обработка данных.
Адрес: Институт физиологии им. И. П. Павлова Российской академии наук, наб. Макарова, д. 6, Санкт-Петербург, 199034, Россия
E-mail: sakunia@infran.ru
<https://orcid.org/0009-0003-7810-8396>

Попов Дмитрий Борисович – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), младший научный сотрудник лаборатории физиологии зрения Института физиологии им. И. П. Павлова Российской академии наук (Санкт-Петербург). Младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; лечебная физическая культура, виртуальная реальность; дополненная реальность; Unreal Engine; геймификация; персональная навигация; обработка данных.
Адрес: Институт физиологии им. И. П. Павлова Российской академии наук, наб. Макарова, д. 6, Санкт-Петербург, 199034, Россия
E-mail: db.popov@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0008-4270-2349>

References

1. Künzler M., Heger S., De Pieri E., Egloff C., Mündermann A., Nüesch C. Effect of Load Carriage on Joint Kinematics, Vertical Ground Reaction Force and Muscle Activity: Treadmill Versus Overground Walking. *Gait & Posture*. 2023, vol. 104, pp. 1–8. doi: 10.1016/j.gaitpost.2023.05.018
2. Hu X., Jia L., Tang J., Duan Q., Chen C., Zhao Z., Qu X. Effects of Backpack Load on Spatiotemporal Turning Gait Parameters. *Intern. J. of Industrial Ergonomics*. 2023, vol. 95, art. no. 103443. doi: 10.1016/j.ergon.2023.103443
3. Tilbury-Davis D. C., Hooper R. H. The Kinetic and Kinematic Effects of Increasing Load Carriage Upon the Lower Limb. *Human Movement Science*. 1999, vol. 18, no. 5, pp. 693–700.
4. Majumdar D., Sudan Pal M., Pramanik A., Majumdar D. Kinetic Changes in Gait During Low Magnitude Military Load Carriage. *Ergonomics*. 2013, vol. 56, no. 8, pp. 1278–1287. doi: 10.1080/00140139.2013.835871
5. Liew B., Morris S., Netto K. The Effect of Backpack Carriage on the Biomechanics of Walking: A Systematic Review and Preliminary Meta-Analysis. *J. of Applied Biomechanics*. 2016, vol. 32, no. 6, pp. 614–629. doi: 10.1123/jab.2015-0339
6. Skinner H. B., Barrack R. L. Ankle Weighting Effect on Gait in Able-Bodied Adults. *Archives of Physical Medicine and Rehabilitation*. 1990, vol. 71, no. 2, pp. 112–115.
7. Mullins A. K., Annett L. E., Drain J. R., Kemp J. G., Clark R. A., Whyte D. G. Lower Limb Kinematics and Physiological Responses to Prolonged Load Carriage in Untrained Individuals. *Ergonomics*. 2015, vol. 58, no. 5, pp. 770–780. doi: 10.1080/00140139.2014.984775
8. Sturdy J. T., Rizeq H. N., Silder A., Sessoms P. H., Silverman A. K. Walking Slope and Heavy Backpack Loads Affect Torso Muscle Activity and Kinematics. *J. of Electromyography and Kinesiology*. 2023, vol. 70, art. no. 102769. doi: 10.1016/j.jelekin.2023.102769
9. Tomal P., Fryzowicz A., Skorupska E., Dworak L. B. Influence of School Backpack Load as a Variable Affecting Gait Kinematics among Seven-Year-Old Children. *Intern. J. of Environmental Research and Public Health*. 2022, vol. 19, no. 7, art. no. 3843. doi: 10.3390/ijerph19073843
10. Birrell S. A., Hooper R. H., Haslam R. A. The Effect of Military Load Carriage on Ground Reaction Forces. *Gait & Posture*. 2007, vol. 26, no. 4, pp. 611–614. doi: 10.1016/j.gaitpost.2006.12.008
11. Oberhofer K., Wettenschwiler P. D., Singh N., Ferguson S. J., Annaheim S., Rossi R. M., Lorenzetti S. The Influence of Backpack Weight and Hip Belt Tension on Movement and Loading in the Pelvis and Lower Limbs during Walking. *Applied Bionics and Biomechanics*. 2018, vol. 2018, art. no. 4671956. doi: 10.1155/2018/4671956
12. Ahmad H. N., Barbosa T. M. The Effects of Backpack Carriage on Gait Kinematics and Kinetics of Schoolchildren. *Scientific Reports*. 2019, vol. 9, art. no. 3364, pp. 1–11.

doi: 10.1038/s41598-019-40076-w

13. Orr R. M., Johnston V., Coyle J., Pope J. Reported Load Carriage Injuries of the Australian Army Soldier. *J. of Occupational Rehabilitation*. 2015, vol. 25, no. 2, pp. 316–322.

doi: 10.1007/s10926-014-9540-7

14. Qualisys Track Manager. Available at: <https://www.qualisys.com/> (accessed: 18.09.2025).

15. Stegeman D. F., Hermens H. J. Standards for surface electromyography: the European project "Surface EMG for non-invasive assessment of muscles (SENIAM)". 2007. 112 p. Available at: https://www.researchgate.net/publication/265073104_Standards_for_surface_electromyography_The_European_project_Surface

_EMG_for_non-invasive_assessment_of_muscles_SENIAM (accessed: 18.09.2025).

16. Leardini A., Sawacha Z., Paolini G., Ingrassio S., Natio R., Benedetti M. G. A New Anatomically Based Protocol for Gait Analysis in Children. *Gait & Posture*. 2007, vol. 26, no. 4, pp. 560–571.

doi: 10.1016/j.gaitpost.2006.12.018

17. Visual3D. Available at: <https://www.target3d.co.uk/has-motion> (accessed: 18.09.2025).

18. Wang S., Qian Z., Liu X., Song G., Jiang Z., Wang K., Wu J., Liu J., Ren L., Ren L. Effects of Additional Weight-Bearing on the in Vivo Kinematics of the Human Ankle Joint Complex During Walking. *Scientific Reports*. 2024, vol. 14, art. no. 29049.

doi: 10.1038/s41598-024-80716-4

Information about the authors

Viktor K. Ryzhov, Master's degree in Instrumentation Engineering (2025, Saint Petersburg Electrotechnical University). Area of expertise: biomechanics; motion capture and modeling systems.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: viktor.ryzhov.2001@mail.ru

Elena M. Skrebova, Specialist in Engineering in Medical and Biological Practice (2015, Empress Catherine II Saint Petersburg Mining University), Head of the Research Laboratory "Motion Capture and Modeling Systems" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; data analysis; motion capture systems; machine learning; personal navigation; modeling and analysis of human interaction with technology.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

Email: emskrebova@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0004-6384-163X>

Alexander M. Boronakhin, Dr Sci. (Eng.) (2013), Professor (2020) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems, Dean of the Faculty of Information Measurement and Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: monitoring; inertial systems; geoinformation technologies and metrology.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia

E-mail: AMBoronahin@etu.ru

Ivan A. Sakun, Master's degree in Instrumentation Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University). Research Engineer of the Laboratory of Movement Physiology of Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences (St Petersburg); Junior Researcher of the Research Laboratory "Motion Capture and Modeling Systems" and Postgraduate Student of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; exercise biomechanics; personal navigation; balance; data processing.

Address: Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences, 6, Makarova Emb., St Petersburg 199034, Russia

E-mail: sakunia@infran.ru

<https://orcid.org/0009-0003-7810-8396>

Dmitry B. Popov, Master's degree in Instrumentation Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University). Junior Researcher of the Laboratory of Vision Physiology of Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences (St Petersburg); Junior Researcher of the Research Laboratory "Motion Capture and Modeling Systems" and Postgraduate Student of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; therapeutic physical training; virtual reality; augmented reality; Unreal Engine; gamification; personal navigation; data processing.

Address: Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences, 6, Makarova Emb., St Petersburg 199034, Russia

E-mail: db.popov@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-4270-2349>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- электронную скан-копию рукописи (1 экз.) – файл статьи (pdf-формат) с подписями всех авторов (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц текста с аннотацией, обзорной статьи не более 20 страниц текста с аннотацией);
- электронную копию статьи (1 экз., docx-формат);
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- оригинал/скан-копию экспертного заключения о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах на русском и английском языках (1 экз., docx-формат);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.). В письме должна быть отражена следующая информация: ФИО адресата и дата подачи рукописи; цель обращения и административная информация (заглавие рукописи, состав авторского коллектива, вид статьи); краткое изложение основных результатов исследования и описание их влияния на научное знание (1–2 абзаца); заявление об отсутствии подачи статьи в другие журналы и об отсутствии какого-либо конфликта интересов.

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам настоятельно рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);
 - авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Source of funding);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список).
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.

2.2.7 – Фотоника.

2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.

2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.

2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.

2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

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

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиofотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 28 № 6 2025

Vol. 28 No. 6 2025

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 22.12.25. Дата выхода в свет 29.12.25.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 16.38. Печ. л. 15.75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 161.
Цена свободная.

Signed to print 22.12.25. Publication date 29.12.25.
Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 16.38. Printed sheets 15.75.
Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 161.
Free price.

Отпечатано в издательстве СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

Published by ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia